

621.38
Б91



А.Т.Бурков

**ЭЛЕКТРОННАЯ
ТЕХНИКА
И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ**



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ТРАНСПОРТ»

621.382

Бурков А. Т. Электронная техника и преобразователи: Учеб. для вузов ж.-д. трансп. — М.: Транспорт, 1999. — 464 с.

Изложены физические основы электроники, приведены конструкции и характеристики полупроводниковых приборов, рассмотрены преобразователи электрической энергии, используемые в устройствах электроснабжения и электроподвижного состава железнодорожного транспорта. Описаны принципы построения узлов импульсной и цифровой техники на основе дискретных полупроводниковых компонентов и интегральных микросхем. Отражены электромагнитные процессы в цепях полупроводниковых преобразователей при выпрямлении, инвертировании и импульсном прерывании тока. Даны основы проектирования тяговых полупроводниковых преобразователей, рассмотрены причины и последствия аварийных процессов при их эксплуатации.

Предназначен для студентов вузов железнодорожного транспорта и может быть полезным широкому кругу специалистов, связанных с разработкой и эксплуатацией устройств электрической тяги.

Ил. 279, табл. 26, библиогр. 35 назв.

Рецензенты: Ю. М. Равинский, Н. Н. Сосунов

Заведующий редакцией Н. Л. Немцова

Редактор М. В. Пономаренко

Предмет электроники. *Электроника* — это научно-техническое направление, охватывающее проблемы исследований, конструирования, изготовления и применения электронных приборов и устройств, способствующее разработке эффективных технологий и систем управления, получению материалов с уникальными свойствами, совершенствованию процессов сбора и обработки информации. Электроника ставит перед другими науками и производством новые задачи, стимулируя дальнейшее развитие, вооружает их качественно новыми техническими средствами и методами исследований.

К *электронным приборам* принято относить устройства, содержащие один или несколько каналов электрического тока, обладающих несимметричной электропроводностью и представляющих физически одно целое. Электрический ток обусловлен потоком элементарных носителей заряда, основными среди которых являются электроны. Движение носителей зарядов может обеспечиваться в вакууме (электронные приборы), в ионизированной среде инертных газов или паров ртути (ионные приборы), в кристаллической решетке полупроводников (полупроводниковые приборы).

Электроника условно делится на силовую и информационную. *Силовая* электроника является основой техники преобразования электрической энергии одного рода тока в другой. Она используется при создании электронных преобразователей электрической энергии. *Информационная* электроника представляет собой область разработки и применения средств кодирования, преобразования и передачи информации. Характерными сферами ее применения являются радиосвязь, передача данных на расстояние, автоматика, телемеханика, вычислительная техника. Она является основой современных информационных технологий.

Электроника во многом определяет темпы научно-технического прогресса, технико-экономический и оборонный потенциалы государства. Применение электроники в различных отраслях народного хозяйства определяется ее важными особенностями, приоритетными из которых являются наименьшие размеры и масса оборудования и устройств, высокая надежность, чувствительность, универсальность применения, экономичность и экологичность.

Открытие электрона Дж. Томпсоном (1897 г.) привело к бурному развитию электроники. Значительный вклад в становление электрони-

ки внесли отечественные ученые А. Н. Лодыгин (лампа накаливания, 1872 г.), А. Г. Столетов (фотоэффект, 1888 г.), А. С. Попов (первая радиосвязь, 1895 г.). Изобретение электровакуумных диода (1904 г.) и триода (1907 г.) положило начало эре электронных ламп и мощных ионных приборов, получившей название вакуумной (*ламповой*) *электроники*. В этот период в области электроники выполнены важнейшие работы, в результате которых были созданы совершенные радиолампы, электронно-лучевые трубки, фотоэлектронные и ионные приборы (газотроны и тиратроны, мощные ртутные приборы — игнитроны и экзитроны), мощные электронные лампы (работы М. А. Бонч-Бруевича, 1921 г.), разработана техника получения ультракоротких волн (конец 1930-х годов), созданы сверхвысокочастотные (СВЧ) приборы, решены проблемы радиолокации, построены первые образцы электронно-вычислительных машин.

Созданием в 1930-е годы первых селеновых (Se) и медно-закисных (CuO₂) диодов открылась новая эра дискретных полупроводниковых приборов, получившая название *твердотельной полупроводниковой электроники*. Огромный вклад в науку и технику полупроводниковой электроники внесла отечественная школа А. Ф. Иоффе и И. В. Курчатова. Важнейшей вехой в эре полупроводниковой электроники явилось изобретение биполярного транзистора (У. Шокли, У. Брайтон, Дж. Бардон, 1948 г.) и последующее создание полевого (униполярного) транзистора. Дальнейшее развитие привело к разработке германиевых (Ge) и кремниевых (Si) силовых диодов (1952 г.), что способствовало массовому переходу в промышленности и на транспорте от ртутных к полупроводниковым преобразователям электроэнергии. В этом процессе ключевую роль сыграло изобретение тиристоров (Л. Эсаки, 1959 г.). Отечественными учеными созданы первые квантовые генераторы — лазеры (Н. Г. Басов, А. М. Прохоров, 1954 г.). На этой основе зарождалась *квантовая электроника*, охватывающая широкий круг проблем, связанных с разработкой методов и средств усиления и генерации электромагнитных колебаний на основе эффекта вынужденного излучения атомов, молекул и твердых тел. Эра дискретных полупроводниковых приборов была продолжена в 1960-е и 1970-е годы созданием новых уникальных полупроводниковых приборов: запираемых тиристоров, биполярных транзисторов с изолированным затвором (комбинированных транзисторов), тиристоров с полевым управлением и других видов дискретных приборов.

Логическим продолжением совершенствования электронных приборов явилась разработка принципа интеграции, заложившего переход от электронных схем на основе дискретных приборов к интегральным схемам: полупроводниковым, пленочным и гибридным. Этот переход открыл новую эру *интегральной полупроводниковой схемотехники*. Созданы многочисленные серии интегральных схем (ИС). Новы-

ми технологиями реализована микроминиатюризация высокой степени интеграции, достигающей нескольких тысяч элементов в одном кристалле размерами 1×1 мм². Такие интегральные схемы, получившие название *интегральных микросхем* (ИМС), были созданы на разные степени интеграции: большие (БИС), сверхбольшие (СБИС) интегральные схемы. Принцип интеграции позволил разрабатывать не только приборы информационной электроники, но также и силовые интегральные приборы. Интегральная технология позволила создать новое поколение персональных электронно-вычислительных машин (ПЭВМ) и микропроцессоров — универсальных программируемых средств обработки информации, автоматизации. Дальнейшее стремительное развитие получила лазерная техника. Разработаны перспективные оптоэлектронные приборы и устройства, оптроны, *волоконно-оптические линии связи* (ВОЛС). Высокими темпами развивается *оптоэлектроника*.

Электроника и электроснабжение тяги поездов. Прогресс в электронике теснейшим образом связан с развитием рельсовых и безрельсовых транспортных средств, особенно с электрифицированным железнодорожным транспортом. Железные дороги в сфере производства продолжают создание материальных ценностей, обеспечивая непрерывность технологических процессов, осуществляемых в конкретных географических и производственно-хозяйственных условиях. Они также играют важную роль в культурном развитии, удовлетворяя возрастающие объемы передвижения населения. Железные дороги нашей страны с ее огромной территорией и в отдаленной перспективе призваны играть ведущую роль среди других видов транспорта. С развитием высокоскоростного движения со скоростями до 300 км/ч и выше железнодорожный транспорт в ближайшем будущем займет приоритетное положение в пассажирских перевозках.

Перевозки грузов и пассажиров должны быть высокорентабельными, что может быть обеспечено новейшей транспортной техникой и прогрессивной технологией. Электрическая тяга поездов, автоматизация, телемеханизация и информатизация, электрификация и механизация работ составляют главное направление технического прогресса на железнодорожном транспорте. В России примерно 50 % железных дорог переведены на электрическую тягу, они обеспечивают более 75 % объема грузовых перевозок. На электрифицированных линиях расходуется на 10—15 % меньше эквивалентного топлива на измеритель работы по сравнению с тепловозной тягой, обеспечивается более высокая скорость доставки грузов и пассажиров, осуществляется рекуперативное торможение с возвратом части энергии в сеть, достигается экологичность транспортных процессов.

Преобразование переменного тока частотой 50 Гц в электрический ток других параметров необходимо для обеспечения эффективного

использования электрической энергии, подводимой через систему электроснабжения к электрическому подвижному составу (ЭПС), при ее преобразовании в механическую энергию движения поезда.

Наиболее широкое применение на ЭПС получили коллекторные электродвигатели постоянного тока. Для их питания требуется подведение постоянного тока с плавным регулированием уровня напряжения во время пуска.

Новые возможности преобразования электрического тока, представленные современной силовой электроникой, открыли перспективное направление в тяговом электроприводе на основе применения более надежных и экономичных *бесколлекторных электродвигателей трехфазного тока* — *асинхронных и синхронных* машин. Для питания тяговых двигателей трехфазного тока требуется подведение энергии трехфазного тока с плавным регулированием частоты и уровня напряжения для пуска и плавного регулирования скорости движения поезда.

Проблема бесколлекторного тягового привода была решена в период 1958—1975 гг. научными школами отечественных ученых А. Е. Алексеева и Б. Н. Тихменева. Последующее освоение этого перспективного направления в тяговом приводе происходит различными темпами во многих странах: Франции, Германии, Италии, Японии, Испании и России. Ведущие зарубежные локомотивостроительные фирмы полностью перешли на бесколлекторный тяговый электропривод. В России создаются новые скоростные электровозы ЭП-100, ЭП-200 и ЭП-300 с бесколлекторными двигателями, высокоскоростной электропоезд "Сокол" и пригородные электропоезда с асинхронными двигателями.

Электроснабжение движущихся поездов от электростанций внешнего электроснабжения осуществляется через тяговые подстанции по контактной сети. В контактной сети на Российских железных дорогах применяется система постоянного тока напряжением 3 кВ или система однофазного переменного тока частотой 50 Гц напряжением 25 кВ.

Электронные преобразователи в электроснабжении и на ЭПС. Для преобразования трехфазного тока частотой 50 Гц в постоянный ток в системе постоянного тока 3 кВ на тяговых подстанциях устанавливаются выпрямители трехфазного тока, а на ЭПС для регулирования напряжения двигателей применяются пусковые резисторы или более экономичные импульсные преобразователи. В режиме электрического торможения ЭПС с рекуперацией энергии постоянного тока в тяговую сеть избыточная часть энергии с помощью инверторов, ведомых сетью, на тяговых подстанциях может преобразовываться в трехфазный ток частотой 50 Гц и возвращаться в систему внешнего электроснабжения.

В системе однофазного тока частотой 50 Гц преобразование переменного тока в постоянный для питания тяговых двигателей осуществляется на самом электроподвижном составе с помощью выпрямителей однофазного тока, которые на современном подвижном составе выполняются на тиристорах для плавного регулирования уровня напряжения тяговых двигателей. В режиме электрического рекуперативного торможения *управляемые выпрямители* переводятся по системе управления в режим инвертора, ведомого сетью, частота тока на выходе которого задается самой сетью переменного тока. Инверторы обеспечивают обратное преобразование постоянного тока в однофазный ток частотой 50 Гц. Их иногда называют зависимыми инверторами. Такие обрабатываемые преобразователи получили название *выпрямительно-инверторных* (ВИП).

Преобразование трехфазного тока частотой 50 Гц электростанций в трехфазный ток регулируемой частоты и напряжения для питания бесколлекторных двигателей на ЭПС осуществляется в системе тягового электроснабжения постоянного тока напряжением 3 кВ и в системе электроснабжения однофазного тока частотой 50 Гц. В этих случаях к ЭПС электрическая энергия подводится традиционными способами. На самом ЭПС преобразование электрической энергии имеет существенные особенности.

Для питания двигателей трехфазным током регулируемой частоты изменяемого напряжения применяются *автономные инверторы*, обеспечивающие преобразование постоянного тока в трехфазный ток. Автономный инвертор обеспечивает не только регулирование частоты трехфазного тока, но и плавное изменение эффективного напряжения методами широтно-импульсного управления. При таком независимом изменении частоты и напряжения достигается экономичное регулирование скорости движения и силы тяги локомотива.

В режиме рекуперативного торможения электрические машины трехфазного тока переходят в генераторный режим. Энергия трехфазного тока изменяемой частоты с помощью автономного инвертора преобразуется в постоянный ток и возвращается непосредственно в тяговую сеть (при системе постоянного тока напряжением 3 кВ) или с помощью инвертора, ведомого сетью, предварительно преобразуется в однофазный ток частотой 50 Гц (в системе однофазного тока частотой 50 Гц).

Для повышения энергетических показателей тяговой сети системы однофазного тока на ЭПС применяются импульсные выпрямительно-инверторные преобразователи, позволяющие формировать токи заданной (чаще всего синусоидальной) формы в тяговой сети во всех четырех квадрантах пространства состояний по напряжению и току. Такие преобразователи получили название *четырёхквadrанных*.

Краткое рассмотрение видов преобразования электрической энергии в системе электроснабжения и ЭПС показывает, что при реализации электрической тяги применяются все четыре возможных преобразования рода тока: переменный ток в постоянный (выпрямление: выпрямитель, управляемый выпрямитель); постоянный ток в переменный стандартной частоты 50 Гц (инвертирование: инвертор, ведомый сетью) или в переменный ток регулируемой частоты (инвертирование: автономный инвертор); переменный ток в переменный других параметров (преобразование частоты и напряжения: преобразователи частоты с промежуточным контуром постоянного тока — выпрямитель и автономный инвертор или непосредственные преобразователи частоты — ИПЧ); постоянный ток в постоянный другого уровня напряжения (преобразование постоянного тока: преобразователи с промежуточным контуром переменного тока — автономный инвертор, трансформатор и выпрямитель или импульсный преобразователь).

Средства современной полупроводниковой электроники обеспечивают любое из перечисленных преобразований тока. Благодаря этому имеется возможность перехода к гибким технологическим процессам в системе тягового электроснабжения и на ЭПС с применением многофункциональных программируемых контроллеров и ПЭВМ для достижения энергоэкономичных систем электрической тяги с оптимальным электропотреблением при обеспечении заданной пропускной и провозной способностей на электрифицированных участках железных дорог, а также на метрополитене и городском электротранспорте.

1.1. ВВЕДЕНИЕ В ЭЛЕКТРОНИКУ

Электромагнитная теория света. Важным этапом изучения строения вещества и природы света явилось открытие электромагнитной теории света. Переменное электромагнитное поле световой волны, перемещаясь в среде, вызывает вынужденные колебания электрических зарядов атомов и молекул. Колеблющиеся заряды представляют собой миниатюрные "антенны", испускающие вторичные электромагнитные волны той же частоты. Наложение вторичных и первичных волн приводит к изменению скорости распространения суммарной волны. Колебательный процесс характеризуется периодом колебаний T , частотой ν , длиной волны λ и скоростью распространения V ; $V = \lambda/T = \lambda\nu$.

В 1901 г. М. Планк открыл спектр испускания и поглощения в виде дискретных порций энергии (квантов), связанных соотношением $\epsilon_\phi = h\nu$, где $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с — постоянная Планка.

В 1905 г. А. Эйнштейн дал объяснение закономерности фотоэффекта и ввел термины, определяющие световые частицы, как *кванты света* или *фотоны* массой $m_\phi = \epsilon_\phi/c^2 = h\nu/c^2 = h/\lambda c$, где $c = 2,998 \cdot 10^8$ м/с — скорость распространения света в вакууме.

Работы М. Планка и А. Эйнштейна положили основы квантовой физики. Последующие исследования привели к современным представлениям о двойственной корпускулярно-волновой природе света. Приведенные соотношения связывают корпускулярные характеристики фотона (массу m_ϕ и энергию ϵ_ϕ кванта) с волновыми (частотой колебаний ν и длиной волны λ).

Электрон является одной из десятков микрочастиц, открытых в процессе познания материального мира. Он характеризуется зарядом $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл, массой покоя $m_{0e} = 9,1 \cdot 10^{-31}$ кг, собственным моментом количества движения (спин), собственным магнитным моментом. Масса электрона зависит от скорости его движения: $m_e = m_{0e} \sqrt{1 - V^2/c^2}$. Электрон проявляет двойственную корпускулярно-волновую природу, движется в атомах по законам, отличным от законов классической механики. Волновые свойства электрона проявляются в виде дифракции и интерференции при взаимодействии с окружающей средой. Электрон обладает опре-

деленной длиной волны. Корпускулярная сторона природы электрона состоит в том, что он ведет себя как единое целое, никогда не дробясь на части.

Атом является наименьшей частицей конкретного вещества и включает в себя разноименно заряженные ядро и электроны и представляет собой устойчивую систему движущихся относительно друг друга зарядов. Длина волны электрона λ и диаметр атома близки по значению. Вследствие этого при движении электронов нельзя считать их локализованными в каких-либо точках внутри атома. Электроны занимают весь объем атома, они как бы "размазаны" в его пространстве. Поэтому к ним не применимы законы классической механики. Планетарная модель атома с представлением электрона, движущегося по круговой или эллиптической орбите, как планеты вокруг солнца, не объясняет всех сложных внутриатомных процессов. Наличие в атоме определенных "разрешенных" энергетических уровней следует искать в волновых свойствах. Состояние электрона с волновыми свойствами оказалось возможным описать с помощью волновой функции и выразить в виде основного уравнения квантовой механики. Это уравнение впервые (1926 г.) было получено Э. Шредингером и носит его имя. Хотя решение этого уравнения для сложной системы частиц в атоме или молекуле затруднено, для ряда частных случаев решение его дает весьма наглядное представление о поведении микрочастиц.

Состояния электрона в атоме. Положительный заряд и основная масса атома сосредоточены в его ядре диаметром примерно 10^{-12} см. Сравнительно легкие электроны заполняют основной объем атома диаметром примерно 10^{-8} см. Электроны образуют оболочки вокруг точечного ядра и связаны с ним внутриатомными силами. Электроны характеризуются вполне определенной энергией $E_{n,l,m}$, зависящей от трех квантовых чисел n, l, m .

Главное квантовое число n — это номер слоя электронов в атоме. Удаление слоя от ядра соответствует увеличению n и возрастанию энергии электрона; при $n = 1$ электрон не возбужден, при $n = \infty$ он становится свободным от связи с ядром.

Азимутальное квантовое число l — характеризует момент количества движения при колебании электрона как пространственного ротатора и определяет часть общей его энергии от вращательного и колебательного движения.

Магнитное квантовое число m — характеризует проекцию вектора количества движения на какое-либо направление в пространстве.

Форма пространственной волны электрона определяется значениями n, l, m и характеризует ориентацию оболочки (пространственное квантование). Зависимость энергии электрона от l и m более слабая, чем от n . Поэтому можно считать, что каждый из n уровней расщепляется на ряд близких подуровней. Каждому l соответствует $2l+1$ подуровней энергии с различными m . При определенном главном

квантовом числе n l может изменяться от 0 до $n-1$. Соответственно общее число возможных состояний электрона (общее число возможных оболочек), отличающихся значениями m и l при данном n составит n^2 .

К трем квантовым числам должно быть добавлено четвертое, обозначающее спин $s = \pm 1$, который характеризует внутренние свойства самого электрона при движении относительно собственных осей. С учетом спина общее число возможных состояний электрона $N_n = 2n^2$.

Согласно принципу запрета Паули никакие два электрона в атоме не могут обладать одинаковыми значениями всех четырех квантовых чисел. Поэтому электроны в атоме занимают различные энергетические состояния.

Вначале заполняется самая ближняя к ядру оболочка ($n = 1, K$ -оболочка). На ней может разместиться только два электрона: $N_1 = 2 \cdot 1^2 = 2$. Следующие оболочки могут разместить большее число электронов: $n = 2$ (L -оболочка) $N_2 = 2 \cdot 2^2 = 8$, $n = 3$ (M -оболочка) $N_3 = 2 \cdot 3^2 = 18$, $n = 4$ (N -оболочка) $N_4 = 2 \cdot 4^2 = 32$ и т.д.

Энергетическое состояние электронов на различных оболочках атома обозначают двумя индексами: числом n и буквой, соответствующей l , например обозначению $2p$ соответствует $n = 2, l = 1$.

Все химические элементы характеризуются закономерностями, открытыми Д. И. Менделеевым. При химическом взаимодействии атомов внутренние оболочки электронов сильнее защищены от воздействия других атомов и мало влияют на взаимодействие. Свойства атомов по взаимодействию определяются количеством внешних электронов, определяющих валентность атома. Внешняя оболочка наиболее удалена от ядра.

Подведение энергии извне в виде фотонов вызывает переход электронов на более высокие энергетические уровни. Переход на нижележащие уровни сопровождается излучением энергии в виде фотонов. Переходы электронов с внешних оболочек в вакуум и обратные переходы сопровождаются оптическими явлениями. А переходы на внутренних оболочках — рентгеновским излучением.

Связи атомов в молекулах. В атомных кристаллах "склеивание" атомов в молекулы происходит по причине существования ковалентной (парноэлектронной) связи двух валентных электронов, принадлежащих различным атомам и обладающих противоположно направленными спинами. Каждый из этих электронов уже не принадлежит одному из атомов молекулы, а "размазан" по всему пространству, занимаемому молекулой, т.е. охватывает оба атома. При объединении N изолированных атомов в кристаллическую решетку каждый уровень атома расщепляется на число подуровней, равное числу атомов в решетке; образуются квазинепрерывные энергетические зоны.

Ковалентная связь образуется при перекрытии электронных оболочек, т.е. при малых расстояниях между атомами. Отличительные черты ковалентных связей — их насыщенность (число связей, определяемое числом валентных электронов) и направленность ("электронное облако", втянутое в межъядерное пространство). Ковалентная связь присуща в основном элементам средних групп Периодической системы, таким, как углерод С, германий Ge, кремний Si.

Металлические кристаллы образуются из атомов элементов первых групп. Атомы металлов в кристаллической решетке расположены столь близко, что волновые функции валентных электронов перекрываются. При этом валентные электроны получают возможность оторваться от атомов и свободно перемещаться по кристаллу, образуя электронный газ. Облако отрицательно заряженного электронного газа, заполняющего пространство между узлами, создает силы притяжения между положительными ионами решетки.

Металлическим кристаллам свойственна хорошая электро- и теплопроводность.

Кристаллические и аморфные полупроводники. По степени упорядоченности атомов и молекул твердые тела делятся на кристаллические и аморфные. В *кристаллических* телах наблюдается дальний порядок атомов, при котором закономерность взаимного расположения соседних атомов распространяется на дальние участки тела и повторяется в пространстве периодически. В *аморфных* — закономерность взаимного расположения атомов не распространяется на большие участки тела (ближний порядок). Упорядоченная периодическая структура носит название *кристаллической решетки*.

Кристаллические вещества широко используются в электронных приборах и часто называются *кристаллами*. Они обладают анизотропией механических, электрических, тепловых свойств, что и определяет их широкое применение. В последнее время проявляется большой интерес к использованию аморфных полупроводников.

Элементы IV группы, обладающие полупроводниковыми свойствами — С (алмаз), Si, Ge, — кристаллизуются в решетку алмазного типа, которая состоит из двух подрешеток, смещенных относительно друг друга на четверть постоянной решетки (рис. 1.1, а). Элементарная ячейка состоит из четырнадцати атомов, четыре из которых (темные точки на рис. 1.1, а) принадлежат только данной ячейке, а остальные связаны с соседними ячейками. Каждый атом связан валентными электронами с четырьмя соседними атомами (рис. 1.1, б), образуя структуру типа тетраэдра.

Наиболее характерные кристаллические полупроводники и полупроводниковые соединения приведены в табл. 1.1

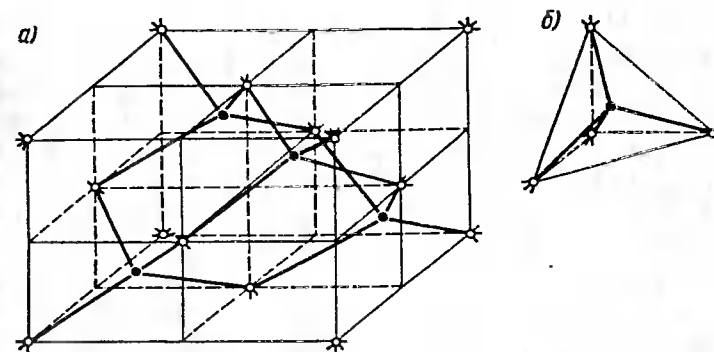


Рис. 1.1. Схема кристаллической решетки алмазного типа (а) и структура связей атома с ближайшими соседними атомами в форме тетраэдра (б)

Среди кристаллов имеются жидкие кристаллические вещества с характерной вытянутой формой строения молекул, которые обладают дополнительными свойствами и способностью к взаимному упорядочению.

Последовательное чередование в пространстве элементарных ячеек приводит к образованию кристаллической решетки во всем объеме. Места расположения атомов в решетке называются *узлами* решетки, а пространство между ними — *междоузлиями*.

Дефекты кристаллической структуры. В реальных кристаллах всегда наблюдаются отклонения от строгой упорядоченности решетки — дефекты кристаллической структуры. По геометрическим признакам различают *нульмерные* (точечные), *одномерные* (линейные), *двумерные* (поверхностные) и *трехмерные* (объемные) дефекты (рис. 1.2).

Таблица 1.1

Материал	Химическая формула	Тип соединения
Германий	Ge	A^{IV}
Кремний	Si	A^{IV}
Карбид кремния	SiC	$A^{IV}B^{VI}$
Антимонид галлия	GaSb	$A^{III}B^V$
Арсенид галлия	GaAs	
Фосфид галлия	GaP	
Антимонид индия	InSb	
Арсенид индия	InAs	$A^{III}B^V$
Фосфид индия	InP	
Тройное соединение	CdSiAs ₂	$A^{II}B^{IV}C_2^V$

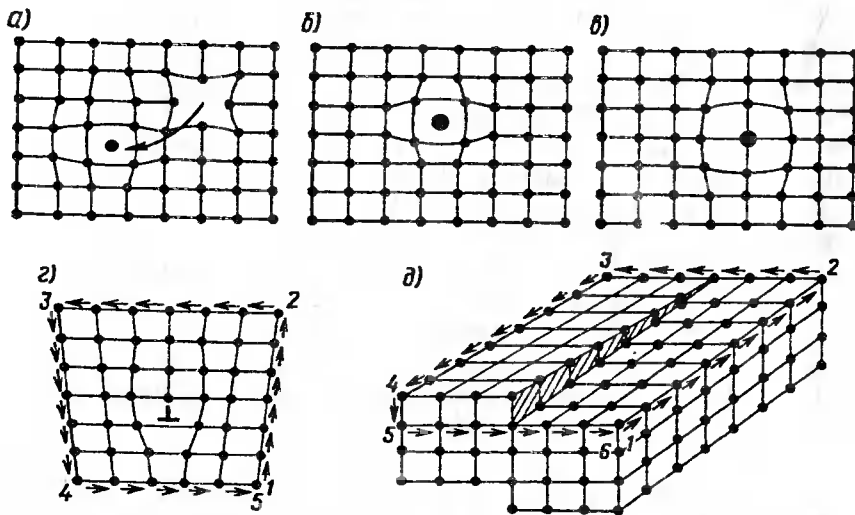


Рис. 1.2. Дефекты кристаллической структуры

К точечным дефектам, имеющим размеры примерно нескольких атомных диаметров, относятся *вакансии* (отсутствие атомов в некоторых узлах решетки) и атомы в междоузлиях. Вакансия вместе с атомом в междоузлии называется дефектом по Френкелю (рис. 1.2, а). Для смещения атома и образования вакансии требуется энергия примерно 1—2 эВ, а для внедрения атома в междоузлие — примерно 1—5 эВ. Вакансия может образоваться при испарении или частичном отрыве атома от поверхности и затем постепенно проникнуть в глубь тела. При этом вакансии не будут соответствовать атом внедрения (дефект по Шоттки). Атомы внедрения могут появляться благодаря наличию примесей посторонних веществ (рис. 1.2, б). Примесные атомы могут также занимать места вакансий и располагаться в узлах решетки (атомы замещения, рис. 1.2, в).

Концентрация примесных атомов колеблется в очень широких пределах. В чистом германии она составляет примерно 10^{18} м^{-3} , в легированном (обогащенном примесями) — $10^{20} — 10^{24} \text{ м}^{-3}$, а в некоторых полупроводниковых приборах квантовой электроники достигает значений предельной растворимости примеси в полупроводнике (до 10^{27} м^{-3}). Концентрация точечных дефектов может быть увеличена также в результате закалки, механической деформации решетки (ковка, прокат), облучения частицами высоких энергий.

К линейным дефектам относятся *дислокации* — нарушения структуры, приводящие к сдвигу атомных плоскостей в решетке. Дислокации обычно представляют собой наложение двух пре-

дельных типов — краевой (линейной) и винтовой дислокаций. *Краевая дислокация* (рис. 1.2, г) связана с появлением лишней атомной плоскости, прерывающейся в толще кристалла и приводящей к искажению решетки вдоль линии обрыва этой плоскости (линии дислокации 1—2—3—4—5). Область вблизи линии, где проявляются наибольшие искажения, называют *ядром дислокации*. При *винтовой дислокации* (рис. 1.2, д) атомные плоскости закручены в форме геликоида (винтовой лестницы). Для описания дислокаций используют вектор Бюргера, который находят последовательным переходом от атома к атому по замкнутому контуру 1—2—3—4—5—6, охватывающему дислокацию — контур Бюргера (см. рис. 1.2, г, д). Дислокации подвижны. Для упрочнения кристалла ограничивают подвижность дислокаций легированием, закалкой или наклепом. Плотность дислокаций на единицу поверхности кристалла $10^6 — 10^{10} \text{ м}^{-2}$.

Поверхностными дефектами являются зоны выхода кристаллической решетки на поверхность кристалла, границы зерен и т.д. Поверхность образует решетку с одной стороны, и поверхностные атомы уже не окружены со всех сторон другими атомами.

Дефекты структуры значительно влияют на механические, электрические, тепловые, магнитные и оптические свойства веществ.

Колебания кристаллической решетки. Атом упругими силами связан со всеми ближайшими атомами решетки, образуя сложную систему из N колеблющихся атомов. Каждый из атомов имеет три степени свободы, а общее число степеней свободы решетки из N атомов равно $3N$. Сложные колебания можно представить в виде волн с разными частотами (нормальные колебания), в каждой из которых участвуют все атомы решетки. Движение атома характеризуется суперпозицией $3N$ нормальных колебаний в точке локализации.

Тепловые свойства кристаллов. Каждое колебание в кристалле обладает энергией и импульсом. Поэтому по аналогии с квантованием электромагнитных колебаний введено понятие о квантах тепловых колебаний решетки — *фононах*. Колебательные процессы в кристалле могут быть представлены в виде движения фононов. Их число зависит от частоты колебаний. Можно считать, что фононы являются абстракцией при описании колебательных процессов в кристалле, когда реальные колебания представляются в виде потока квазичастиц. Скорость фонона определяется скоростью распространения колебания (скорости звука); время его жизни порядка 10^{-12} с .

Понятие фонона позволяет упростить рассмотрение физических процессов. Рассеяние энергии электронов тепловыми колебаниями решетки описывается как столкновение электронов с фононами.

1.2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ЗОНЫ И ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ В КРИСТАЛЛЕ

Разрешенные и запрещенные энергетические уровни и зоны. Свойства кристалла в значительной мере определяются взаимным влиянием соседних атомов. Это влияние приводит к расщеплению энергетических уровней и превращению их в энергетические зоны. Строгое математическое рассмотрение поведения электронов в кристалле требует решения уравнения Шредингера, которое содержит примерно 10^{22} переменных, и прямое его решение пока невозможно. Поэтому прибегают к адиабатическому и одноэлектронному приближениям. Первое позволяет рассматривать поведение электронов в поле решетки из покоящихся ядер, так как массы их значительно больше массы электронов, второе — заменить энергию взаимодействия электрона с отдельными электронами энергией взаимодействия с некоторым усредненным полем остальных электронов.

При этих допущениях и приближении слабой связи электронов в кристалле, вполне приемлемом для валентных электронов, может быть получено решение уравнения.

Решение уравнения Шредингера для кристаллической решетки позволяет сделать вывод о том, что весь энергетический спектр электрона делится на области разрешенных значений энергии (разрешенные зоны), чередующиеся с областями запрещенных энергий (запрещенные зоны). При этом вышерасположенные энергетические зоны имеют большую ширину (рис. 1.3).

При объединении N атомов в кристаллическую решетку снимается так называемое *перестановочное вырождение*, заключающееся в том, что в N изолированных атомах имеется N одинаковых энергетических уровней, на которых могут располагаться электроны. При обмене электронами и снятии вырождения уровень расщепляется на N подуровней. Снятие вырождения по магнитному квантовому числу и перестановочного вырождения вызывает в каждой энергетической зоне кристалла появление $(2l+1)N$ близко расположенных энергетических уровней, способных вместить $2(2l+1)N$ электронов.

Движение и эффективная масса электронов в кристалле. Описание поведения электрона в кристалле под действием внешнего электрического поля напряженностью E удобно пред-

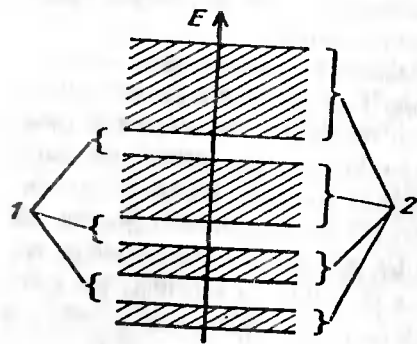


Рис. 1.3. Энергетические зоны в кристалле:
1 — запрещенные зоны; 2 — разрешенные зоны

ставить в виде уравнения движения свободного электрона, т.е. второго закона Ньютона. В отличие от классического подхода в этом случае необходимо дополнительно учесть действие сил кристаллической решетки. С учетом этого фактора скорость электрона в кристалле может быть представлена как некоторая групповая скорость волнового пакета

$$V_{гр} = d\omega/dk. \quad (1.1)$$

Вводя зависимость ω от энергии: $\omega = E/h$, получим

$$V_{гр} = \frac{dE}{\hbar dk}, \quad (1.2)$$

где \hbar — постоянная Планка, $\hbar = h/2\pi = 1,0545887 \cdot 10^{-34}$ Дж·с; k — волновой вектор.

За время dt электрон проходит путь $V_{гр} dt$. Работа сил внешнего поля на этом участке

$$dE = eE V_{гр} dt. \quad (1.3)$$

Подставив выражение (1.2) в формулу (1.3), получим

$$\hbar \frac{dk}{dt} = eE. \quad (1.4)$$

Продифференцируем $V_{гр}$ по времени:

$$\frac{dV_{гр}}{dt} = \frac{1}{\hbar} \frac{d^2E}{dk^2} \frac{dk}{dt}.$$

Найдем $\frac{dk}{dt}$ из формулы (1.4).

$$\text{Тогда} \quad \frac{dV_{гр}}{dt} = \frac{d^2E}{dk^2} \frac{eE}{\hbar}. \quad (1.5)$$

Выражение

$$m^* = \frac{\hbar^2}{d^2E/dk^2} \quad (1.6)$$

получило название *эффективной массы*, учитывающей влияние сил взаимодействия электрона с кристаллической решеткой на характер его движения. Однако эта величина не является мерой инерции подобно обычной массе.

После замены $F = eE$ и подстановки выражения величины m^* в равенство (1.5), получим

$$F = m^* \frac{dV_{\text{гр}}}{dt}. \quad (1.7)$$

Получилось уравнение движения электрона в кристалле в форме записи второго закона Ньютона.

В пределах энергетической зоны эффективная масса электрона резко изменяется. С ростом k увеличивается m^* , достигая бесконечности на границе энергетической зоны. Наличие бесконечно большой эффективной массы означает, что под действием внешней силы электрон не приобретает ускорения, т.е. электрон, находящийся в разрешенной зоне, не может перемещаться, так как действие сил кристаллической решетки превышает действие сил внешнего поля.

Дырка. Если из энергетической зоны, полностью заполненной электронами, удалить электрон, то это сопровождается появлением в данной зоне нескомпенсированного положительного заряда, равного заряду электрона. На вакантное место под влиянием сил внешнего поля может перейти соседний электрон, находящийся в этой же энергетической зоне. Это сопровождается смещением положительного заряда на новое место. Электрон смещается навстречу действию внешних сил, а положительный заряд перемещается в противоположном направлении. Таким образом, положительный заряд ведет себя как частица с положительной эффективной массой.

Не занятое электроном квантовое состояние в верхней части энергетической зоны, эквивалентное частице с положительным зарядом $+e$ и положительной эффективной массой, равной по абсолютному значению эффективной массе ушедшего электрона, называется *дыркой*. Дырка является не реальной частицей, а лишь некоторым эквивалентом движения электрона в верхней части валентной энергетической зоны. Дырка играет важную роль в электропроводности кристаллов полупроводников.

1.3. ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Металлы, диэлектрики, полупроводники. Электропроводность кристаллов, как и других веществ, определяется наличием носителей зарядов, способных под действием сил внешнего электрического поля перемещаться вдоль кристалла. В зависимости от значения электропроводности твердые тела делятся на проводники (металлы) ($\sigma > 10^6 - 10^7$ См/м), изоляторы (диэлектрики) ($\sigma < 10^{-7} - 10^{-8}$ См/м) и полупроводники — вещества с промежуточным значением электропроводности.

Электропроводность полупроводников имеет ярко выраженные зависимости от температуры и незначительных доз посторонних примесей. Эти зависимости объясняются особенностями связей электронов в кристаллической решетке, их зонной структурой, рассмотренными выше.

В кристалле электроны в нормальном невозбужденном состоянии стремятся занять энергетические уровни, соответствующие наименьшей энергии, т.е. заполнить ближайшие к ядру уровни. В кристалле с N взаимодействующими атомами оказываются занятыми $ZN/2$ нижних энергетических уровней, объединенных в определенное число энергетических зон, разделенных запрещенными зонами (Z — число электронов в атоме). Разрешенные энергетические зоны в зависимости от класса вещества имеют различные типы заполнения (рис. 1.4).

К первому классу относятся вещества, у которых несколько нижних зон заполнены полностью, а верхние, разрешенные, зоны пустые (рис. 1.4, а). В веществах второго класса верхняя энергетическая зона заполнена частично (рис. 1.4, б), а для веществ третьего класса верхняя, целиком заполненная зона перекрывается со следующей свободной зоной (рис. 1.4, в).

В веществах первого класса под действием сил электрического поля переход электронов на более высокие энергетические уровни невозможен, поскольку свободная и заполненные разрешенные зоны разделены запрещенной зоной, ширина (энергия) которой значительно больше энергии, приобретаемой электроном на длине свободного пробега. Эта длина составляет примерно 10^{-8} м и при напряженности электрического поля 10^4 В/м приобретает энергию примерно 10^{-4} эВ. Ширина (энергия) запрещенной зоны значительно больше и составляет несколько электрон-вольт. Поэтому в этом случае отсутствует направленное движение электронов. Такие вещества являются *диэлектриками*.

В веществах второго и третьего классов электроны из-за квазинепрерывности зон могут увеличивать свою энергию и переходить на свободные уровни в пределах своей зоны, участвуя в направленном движении даже под действием слабых полей. Таким образом, такие вещества являются хорошими *проводниками* тока (металлы).

Если в веществах первого класса ширина запрещенной зоны между свободной и верхней занятой зонами невелика, то

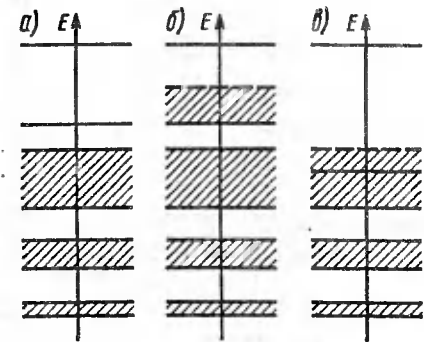


Рис. 1.4. Схемы заполнения электронами разрешенных энергетических зон

часть электронов благодаря энергии теплового движения даже при комнатной температуре может преодолеть запрещенную зону и принять участие в электропроводности. Такие вещества относят к *полупроводникам*, условно принимая для них ширину запрещенной зоны не более 3 эВ. Для диэлектриков запрещенная зона может иметь ширину до 10 эВ.

Верхняя заполненная зона полупроводников и диэлектриков называется *валентной зоной*, а следующая незаполненная разрешенная зона — зоной *проводимости*.

В табл. 1.2 приведены значения эффективной массы для электронов m_n^* в зоне проводимости и дырок m_p^* в валентной зоне, а также ширина запрещенной зоны ΔE_g для характерных полупроводников и полупроводниковых соединений при $T = 300\text{ K}$ [6].

Собственные и примесные полупроводники. Полупроводники, в которых отсутствуют примеси, называются собственными или полупроводниками *i*-типа (от английского слова *intrinsic* — природный, собственный). В реальных условиях трудно создать решетку без примесей. Правильность структуры также нарушается другими дефектами кристаллической решетки. Поэтому чистые (собственные) полупроводники встречаются редко. Их техническое применение ограничено. В большинстве случаев приходится иметь дело с примесными полупроводниками, в кристаллической решетке которых имеются атомы посторонних элементов или другие типы дефектов. В полупроводниковых приборах используются именно примесные полупроводники со специально введенными примесными элементами.

Таблица 1.2

Полупроводник	Эффективная масса		Ширина запрещенной зоны ΔE_g , эВ
	электрона m_n^*	дырки m_p^*	
Германий Ge	0,12 m_0	0,379 m_0	0,85
Кремний Si	0,26 m_0	0,5 m_0	1,1
Антимонид галлия Ga Sb	0,046 m_0	0,71 m_0	0,67
Арсенид галлия Ga As	0,084 m_0	1,0 m_0	1,43
Фосфид галлия Ga P	0,13 m_0	—	2,24
Антимонид индия In Sb	0,0152 m_0	0,53 m_0	0,18
Арсенид индия In As	0,026 m_0	0,82 m_0	0,36
Фосфид индия In P	0,072 m_0	1,0 m_0	1,26
Тройное соединение Cd Si As ₂	—	—	2,25

На рис. 1.5 изображены плоские модели кристаллической решетки с атомными узлами и ковалентными связями и участки энергетических зон, отражающие только потолок валентной зоны и дно зоны проводимости, для собственного полупроводника и примесных полупроводников двух типов. В дальнейшем будем использовать такое изображение зон, так как все глубокие зоны не участвуют в создании электропроводности.

Уровень энергии потолка валентной зоны обозначают E_v (*v* от английского слова *valence* — валентность), а уровень дна зоны проводимости — E_c (*c* от английского слова *conduction* — проводимость). Ширина запрещенной зоны $\Delta E_g = E_c - E_v$ (*g* от английского слова *gap* — промежуток, щель).

На энергетических зонах нанесены также уровни энергии Ферми E_F .

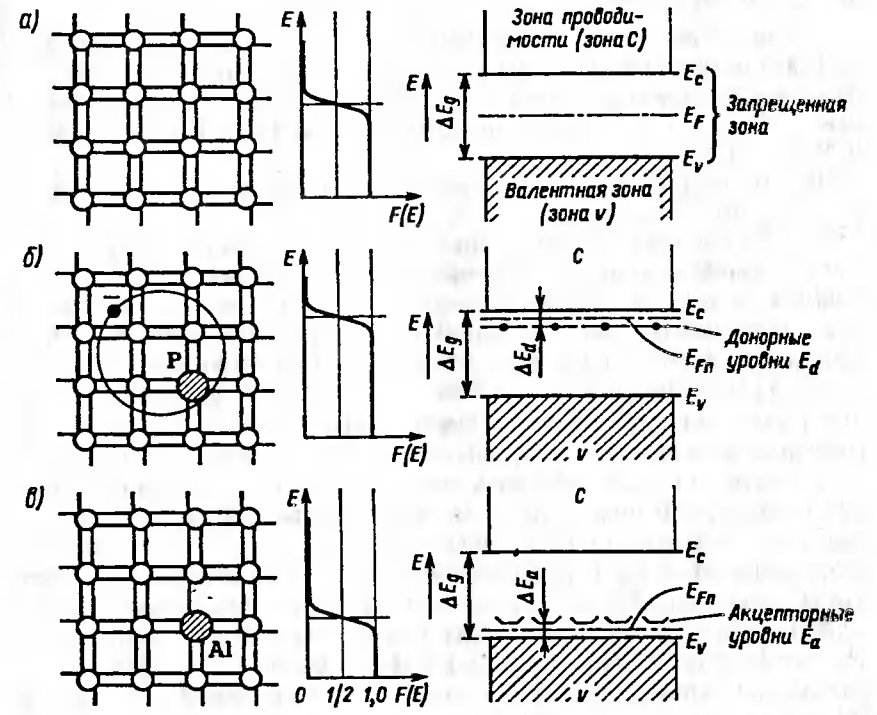


Рис. 1.5. Структурные схемы связей собственного (а) и примесных (б, в) полупроводников

Стационарное распределение частиц в квантовой механике определяется функцией распределения Ферми

$$f_F(E) = \frac{dN}{dZ},$$

где dN , dZ — соответственно число частиц и возможных энергетических состояний.

Для невырожденных полупроводников (число частиц меньше имеющихся состояний во всем диапазоне энергий) уравнение Ферми переходит в классическое уравнение Гиббса

$$f_F(E) = \frac{1}{\exp\left(\frac{E - E_F}{kT}\right) + 1}, \quad (1.8)$$

где E_F — постоянная для данной системы величина, называемая химическим потенциалом, или уровнем Ферми.

Физический смысл уровня Ферми нагляден при $E = E_F$, когда функция Ферми принимает значение $f_F(E_F) = dN/dZ = 1/2$. Следовательно E_F — энергия системы, при которой плотность заполнения состояний равна $1/2$. При $E > E_F$ значение $(dN/dZ) < 1/2$, а при $E < E_F$ значение $(dN/dZ) > 1/2$.

В собственном полупроводнике уровень Ферми расположен в середине запрещенной зоны.

В собственном полупроводнике при $T = 0$ все электроны валентной зоны связаны с кристаллической решеткой ковалентными связями. Поэтому в чистом полупроводнике при $T = 0$ в зоне проводимости нет электронов и электропроводность его равна 0. Если валентным электронам сообщить дополнительную энергию с помощью тепловых квантов (фононов), световых квантов (фотонов), посредством облучения γ -квантами или бомбардировки другими микрочастицами, или воздействуя сильным электрическим полем, то определенная часть этих электронов будет обладать энергией, достаточной для преодоления запрещенной зоны, и перейдет в зону проводимости. Эти свободные электроны способны перемещаться под действием сил внешнего, даже незначительного, электрического поля. В валентной зоне после ухода электрона образуется дырка, которая способна перемещаться в валентной зоне под действием сил электрического поля. Таким образом, генерируется пара, состоящая из свободного электрона n (от английского слова negative — отрицательный) и дырки p (от английского слова positive — положительный). Они являются носителями зарядов, обеспечивающими электропроводность чистого полупроводника. Такая электропроводность полупроводников называется *собственной*. Одновременно с генерацией пар электрон-дырка протекает

процесс рекомбинации носителей зарядов. Этот процесс сопровождается возвращением электронов в валентную зону на вакантный уровень с выделением определенной порции энергии.

В кристаллах с дефектами основная зонная диаграмма кристалла не меняется, но в местах локального нарушения периодичности возникают локальные состояния и локальные энергетические уровни (примесные уровни), попадая на которые электроны не перемещаются по кристаллу, а сосредотачиваются вблизи места дефекта. Энергетические уровни примесных атомов могут располагаться в пределах заполненных зон основного кристалла или в запрещенных зонах, что наиболее характерно для полупроводников.

В зависимости от вещества основного кристалла и примесных атомов различают примесные полупроводники n -типа (рис. 1.5, б) и p -типа (рис. 1.5, в). В качестве примесей для полупроводников наиболее часто используются элементы, приведенные в табл. 1.3.

Допустим, что в решетку четырехвалентного германия Ge внесены атомы пятивалентного фосфора P. Каждый атом Ge связан ковалентными связями с соседними атомами. Замещение атома Ge атомом P приводит к тому, что один из валентных электронов примеси не включен в ковалентные связи. Этот электрон образует оболочку примесного иона, охватывающую несколько атомов решетки. В его дви-

Т а б л и ц а 1.3

Элемент	Тип примеси	Энергия, эВ			
		в германии		в кремнии	
		ΔE_d	ΔE_a	ΔE_d	ΔE_a
Бор B	a	—	0,0104	—	0,045
Алюминий Al		—	0,0102	—	0,057
Галлий Ga		—	0,0108	—	0,065
Индий In		—	0,0112	—	0,072
Фосфор P	d	0,0120	—	0,044	—
Мышьяк As		0,0127	—	0,049	—
Сурьма Sb		0,0096	—	0,039	—
Золото Au (1)	a	—	0,05	—	0,35
Au (2)		—	0,16	—	0,54
Кадмий Cd (1)		—	0,05	—	—
Cd (2)		—	0,16	—	—
Теллур Te	d	0,10	—	—	—
Селен Se		0,14	—	—	—

жении влияние решетки выражается в замене массы на эффективную массу и введении относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon_r = 16$. В результате энергия взаимодействия электрона с ионом примеси уменьшается в ϵ_r^2 раз и, следовательно, значительно возрастают размеры пространства, где сосредоточен этот электрон. В этом случае ему достаточно сообщить энергию примерно 0,01 эВ, чтобы оторвать от атома Р и превратить в свободный электрон. В соответствии с зонной моделью атома Р энергетическое состояние это соответствует уровню Ферми, расположенному вблизи дна зоны проводимости, и появлению локального энергетического уровня, расположенного в запрещенной зоне примерно на 0,01 эВ ниже дна зоны проводимости (рис. 1.5, б). Примесные уровни фосфора заполнены электронами, которые уже при комнатной температуре $T \approx 300$ К получают дополнительную энергию $3/2kT = 3/2 \cdot 8,6 \cdot 10^{-5} \cdot 300 = 0,026$ эВ, где k — постоянная Больцмана. Этой энергии вполне достаточно, чтобы при незначительном внешнем электрическом поле перейти в зону проводимости и обеспечить движение заряда в кристалле.

Такие примесные уровни называются *донорными* и обозначаются E_d (d — от английского слова *donor* — даритель), а полупроводники — донорными или полупроводниками n -типа.

Введение в решетку Ge трехвалентного алюминия Al создает иной тип электропроводности. Незаполненная ковалентная связь (рис. 1.5, в) атома Al может быть заполнена валентным электроном одного из соседних атомов Ge в решетке. Вакансия электрона в атоме Ge может быть заполнена электроном соседнего атома, оставляя в локальном объеме положительный заряд, и т.д. Следовательно, вакансия электрона подвижна и может перемещаться вдоль кристалла. В соответствии с зонной моделью примесь приводит к смещению уровня Ферми к потолку валентной зоны и появлению локальных незаполненных энергетических уровней вблизи валентной зоны, примерно на 0,01 эВ выше потолка валентной зоны. На эти уровни под внешним воздействием могут переходить валентные электроны, оставляя в валентной зоне дырки.

Такие примесные уровни называются *акцепторными* и обозначаются E_a (a — от английского слова *accept* — принимать), а полупроводники — акцепторными или полупроводниками p -типа.

Значение энергии, необходимое для перевода электрона донорной примеси в зону проводимости $\Delta E_d = E_c - E_d$ (рис. 1.5, б) или захвата валентного электрона акцепторной примесью и перевода его на уровень акцептора $\Delta E_a = E_a - E_v$ (см. рис. 1.5, в), называется энергией *ионизации* (активации). Для различных легирующих элементов энергия ионизации различна (см. табл. 1.3).

Таким образом, в примесных полупроводниках обеспечивается электронная или дырочная электропроводность, которая существенно превышает собственную электропроводность. Примесные уровни могут быть мелкими (вблизи зоны проводимости или валентной зоны) и глубокими (далеко от границ указанных зон). Одни и те же элементы примеси могут иметь несколько глубоких уровней.

Концентрация носителей заряда в полупроводниках. Если концентрация электронов в зоне проводимости или дырок в валентной зоне значительно меньше концентрации разрешенных состояний, то для описания их поведения можно не учитывать принцип запрета Паули и пользоваться статистикой (распределением) Максвелла-Больцмана. В этом случае полупроводник называется *невырожденным*. При большой степени легирования концентрация носителей заряда настолько велика, что вероятность появления двух электронов в одном разрешенном состоянии достаточно велика. Поэтому необходимо учитывать принцип запрета Паули, и поведение свободных носителей заряда следует описывать статистикой (распределением) Ферми-Дирака. Такие полупроводники являются *вырожденными*.

В примесных кремнии и германии концентрация носителей не превышает значения 10^{26} м^{-3} , поэтому их можно рассматривать как невырожденные полупроводники.

Основные и неосновные носители заряда. В примесных полупроводниках кроме основных носителей зарядов — электронов в донорном n и дырок в акцепторном p полупроводниках при $T > 0$ всегда имеется некоторое количество неосновных носителей зарядов — дырок в донорном p_n и электронов в акцепторном n_p полупроводниках. Доказано, что при некоторой фиксированной температуре окружающей среды в одном и том же невырожденном примесном полупроводнике произведение концентраций основных и неосновных носителей заряда есть величина постоянная, равная квадрату концентрации электронов в собственном полупроводнике:

$$np = n_i^2 = 16 \left(\frac{2\pi kT}{h^2} \right)^3 (m_n^* m_p^*)^{3/2} e^{-\frac{\Delta E_g}{kT}}, \quad (1.9)$$

где m_n^* и m_p^* — эффективные массы электрона и дырки.

Соотношение (1.9) представляет собой математическое выражение закона действующих масс для невырожденных полупроводников. Из него следует важный вывод о том, что произведение концентраций электронов и дырок в примесном полупроводнике не зависит от концентрации примесей, а определяется лишь свойствами чистого полупроводника.

1.4. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД. КОНТАКТНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В МЕТАЛЛАХ И ПОЛУПРОВОДНИКАХ

Работа выхода. Электронный газ удерживается в кристалле полем положительных ионов. Потенциальная энергия электрона в поле кристалла меньше потенциальной энергии электрона вне кристалла.

На рис. 1.6, *a* показана для металла потенциальная яма глубиной U_0 и шириной, соответствующей размерам кристалла (на рис. 1.6, *б* — для полупроводника *n*-типа; χ — внешняя работа выхода).

Для удаления электрона со дна потенциальной ямы необходимо совершить работу, равную высоте потенциального барьера U_0 . Эта работа называется *полной работой выхода*. Если же электрон находится на уровне Ферми, то для его удаления требуется работа $e_{\varphi} = U_0 - E_F$, называемая *термодинамической работой выхода* (E_F отсчитывается от уровня дна потенциальной ямы).

Контакт двух металлов. Предположим один из образцов (рис. 1.7, *a*) имеет работу выхода $e\varphi_1$, а другой — $e\varphi_2$. При соприкосновении образцов 1 и 2 возникает интенсивный обмен электронами. Если $E_{F1} > E_{F2}$, то электроны из металла 1 перетекают в металл 2, так как они находятся на более высоком энергетическом уровне и переходят на более низкие уровни, в результате система переходит в состояние с меньшей общей энергией.

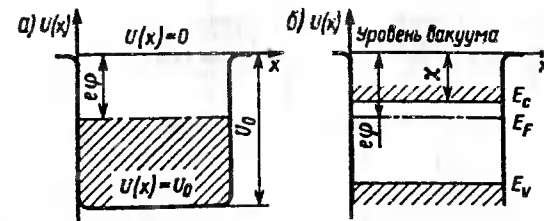
Потенциальная энергия электронов в металле 2 возрастает, а в металле 1 снижается. По мере перетока электронов энергетические уровни, включая уровень Ферми, изменяют свое положение. Процесс перетока электронов прекращается, когда уровни Ферми E_{F1} и E_{F2} выравниваются (рис. 1.7, *б*). При этом между точками *A* и *K* вакуума устанавливается разность потенциалов U_k — внешняя контактная разность потенциалов или просто контактная разность потенциалов:

$$U_k = (e\varphi_2 - e\varphi_1)/e = \varphi_2 - \varphi_1. \quad (1.10)$$

В состоянии равновесия контакта двух металлов диффузионный ток электронов, возникающий из-за разности концентрации электронов проводимости, уравнивается встречным дрейфовым током электронов, создаваемым в результате возникшей в контакте контактной разности потенциалов.

Положение уровня Ферми, хотя и слабо, но зависит от температуры окружающей среды. Поэтому в контакте создается термоэлектрический эффект, вследствие которого контактная разность потенциалов зависит от температуры. Этот эффект используется в термопарах.

Рис. 1.6. Варианты потенциальной ямы кристалла



Контакт металла и полупроводника. Рассмотрим потенциальное состояние металла и полупроводника *n*-типа до соприкосновения (рис. 1.8, *a*) и после создания их контакта (рис. 1.8, *б*).

При $E_{FП} > E_{FM}$ электроны из полупроводника переходят в металл, оставляя в кристалле положительные ионы атомов примеси. Электроны полупроводника уходят в металл вначале из непосредственной области соприкосновения тел. Но поскольку концентрация электронов проводимости невелика, то по мере исчерпания их в области соприкосновения продолжается отток электронов из более глубоких слоев полупроводника. Таким образом создается переходный слой шириной l , обедненный основными носителями зарядов и содержащий объемный нескомпенсированный положительный заряд ионов. Переходный слой l у полупроводника значительно шире, чем у металлов (10^{-10} м), так как концентрация электронов в зоне проводимости полупроводника значительно ниже, чем у металлов, и требуется несколько тысяч атомных слоев для диффузии соответствующего количества электронов.

В результате в полупроводнике появляется приконтактный слой с высоким сопротивлением и почти постоянной по ширине плотностью положительного заряда. Этот приконтактный слой является запирающим

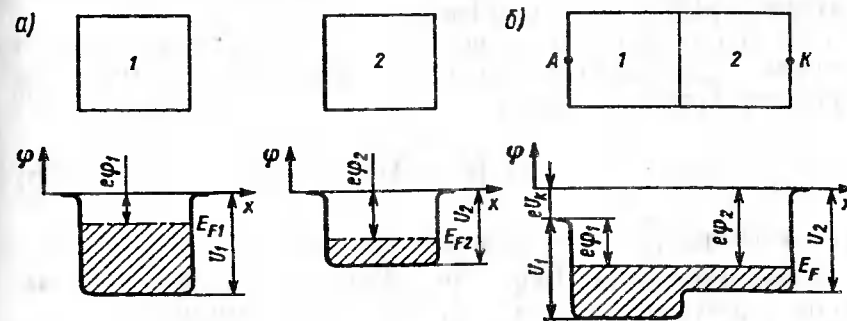


Рис. 1.7. Диаграммы потенциальных состояний при контакте двух металлов

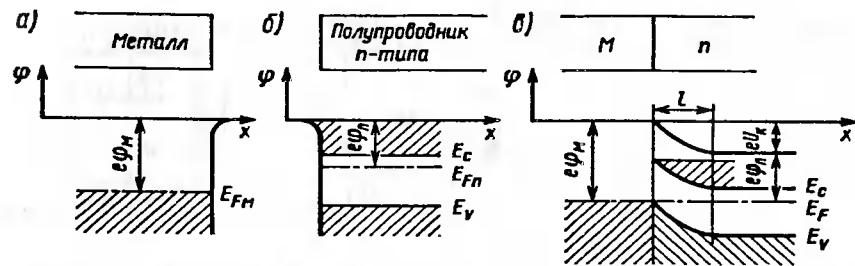


Рис. 1.8. Диаграммы потенциальных состояний при контакте металла и полупроводника

щим слоем, называемым барьером Шоттки. Он обладает односторонней электропроводностью, на нем сосредоточивается падение приложенного напряжения.

Для полупроводника p -типа запирающий слой получается при $e\varphi_M < e\varphi_n$.

Контактная разность

$$U_k = (e\varphi_M - e\varphi_n)/e = \varphi_M - \varphi_n. \quad (1.11)$$

Если применить полупроводник p -типа, у которого $e\varphi_n < e\varphi_M$, то электроны из валентной зоны полупроводника частично перетекут в металл, способствуя увеличению концентрации дырок. Это соответствует образованию антизапирающего слоя с увеличенной электропроводностью. Поле контактной разности потенциалов значительно слабее атомных сил кристаллической решетки, поэтому зонный характер структуры не нарушается. При этом зоны в запирающем слое искривляются вверх по параболическому закону относительно координаты вследствие того, что электроны полупроводника движутся против сил контактной разности потенциалов.

Поле контактной разности потенциалов и внешнее электрическое поле приложены непосредственно к запирающему слою, ширина которого в состоянии равновесия

$$l = \left(\frac{2\epsilon_r \epsilon_0 U_k}{en} \right)^{1/2}, \quad (1.12)$$

где n — концентрация носителей заряда в зоне проводимости.

Из выражения (1.12) следует, что с повышением степени легирования полупроводника ширина запирающего слоя уменьшается.

Контакт двух полупроводников. Рассмотрим контакт полупроводников p - и n -типов, образующих электронно-дырочный переход (p - n -переход), который является основным функциональным элементом

большинства полупроводниковых приборов (рис. 1.9). В одном монокристалле полупроводника определенными технологическими приемами может быть получена двухслойная структура с одним p - n -переходом, а также многослойные структуры с двумя и более переходами.

Поверхность раздела электронной и дырочной электропроводностей для устранения значительных поверхностных дефектов должна быть образована в пределах одного монокристалла. Иногда эту поверхность раздела называют *металлургической границей*. По характеру структуры p - n -переходы делят на резкие со ступенчатым распределением концентрации примесей и плавные с распределением, описываемым некоторой непрерывной функцией. В зависимости от соотношения концентрации примесей по обеим областям полупроводника плавные переходы разделяются на симметричные и несимметричные. На рис. 1.9 рассмотрен резкий симметричный p - n -переход на основе контакта двух равномерно легированных полупроводников.

До условного соприкосновения полупроводников p - и n -типов (рис. 1.9, а) энергия электронов в них характеризуется энергетическими зонами, в которых уровни Ферми E_{Fp} и E_{Fn} не совпадают. Концентрации основных носителей заряда в них существенно различны. При соприкосновении дырочной и электронной областей (рис. 1.9, б) возникает интенсивный обмен электронами и дырками. Электроны из зоны проводимости полупроводника n -типа диффундируют на уровни валентных электронов в p -полупроводник, оставляя положительный

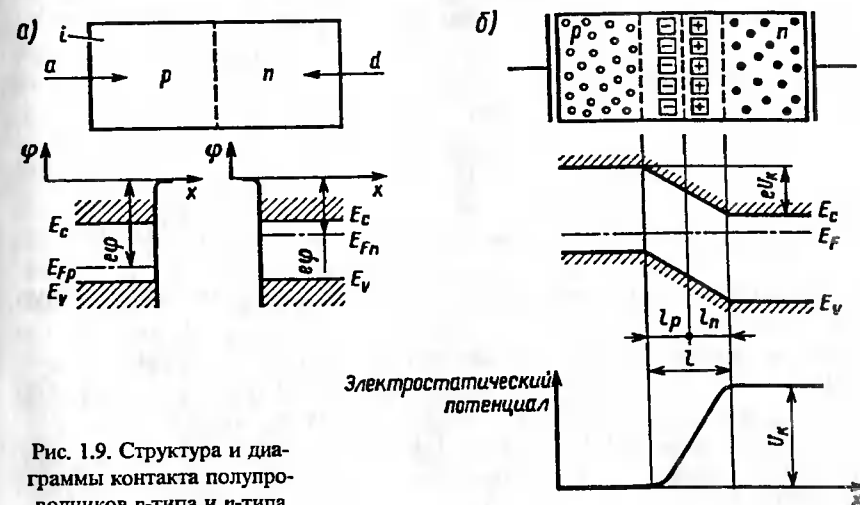


Рис. 1.9. Структура и диаграммы контакта полупроводников p -типа и n -типа

объемный заряд ионов примеси. Дырки из p -полупроводника перемещаются в n -полупроводник, образуя в акцепторной зоне отрицательный объемный заряд атомов акцептора.

Образовавшееся внутреннее электрическое поле объемных зарядов вызывает встречный дрейфовый ток электронов и дырок. В состоянии термодинамического равновесия диффузионный и дрейфовый токи становятся равными и взаимно компенсируют друг друга. При этом уровни Ферми становятся одинаковыми, а энергетические зоны искривляются. В области объемных зарядов (ООЗ) отсутствуют свободные носители зарядов. Поэтому образовавшийся переходный слой обладает высоким сопротивлением и образует скачок электростатического потенциала (потенциальный барьер), равный контактной разности потенциалов U_k . Область перехода обладает запирающими свойствами и образует собственно электронно-дырочный переход или p - n -переход полупроводниковой структуры.

Для невырожденных полупроводников

$$U_k = \frac{kT}{e} \ln \frac{n_n}{n_p} = \frac{kT}{e} \ln \frac{p_p}{p_n}, \quad (1.13)$$

где p_n и n_n — концентрации неосновных и основных носителей в полупроводнике n -типа, а n_p и p_p — то же в полупроводнике p -типа.

Из выражения (1.13) следует, что U_k увеличивается с ростом уровня легирования полупроводника. При концентрациях примесей N_d и N_a размеры перехода относятся как $l_n/l_p = N_d/N_a$. Для симметричного перехода $l_n = l_p$. Общая ширина резкого перехода

$$l = \left(\frac{2\epsilon_r \epsilon_0}{e} U_k \frac{n_n + p_p}{n_n p_p} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (1.14)$$

Для плавного перехода

$$l = \left(\frac{9\epsilon_r \epsilon_0 U_k}{ae} \right)^{\frac{1}{3}}, \quad (1.15)$$

где a — результирующий градиент концентрации примесей, равный $\left| \frac{dN_d}{dx} - \frac{dN_a}{dx} \right|$.

Из соотношений (1.14) и (1.15) следует, что ширина запирающего слоя или ООЗ однозначно определяется контактным потенциалом.

Ширина p - n -перехода в равновесном состоянии составляет примерно 10^{-6} м, т.е. занимает очень малый объем монокристалла. Остальную часть кристалла занимает тело полупроводника.

Другие полупроводниковые контакты. К таким контактам следует отнести электронно-электронные ($n^+—n$), дырочно-дырочные ($p^+—p$) переходы, переходы $n—i$ и $p—i$, а также гетеропереходы.

Переходы $n^+—n$ и $p^+—p$ имеют место при контакте высоколегированных полупроводников со слаболегированными. Потенциальные барьеры их невелики, поэтому выпрямляющими свойствами они не обладают; используются при формировании омических контактов с областями полупроводниковой структуры.

Переходы $n—i$ и $p—i$ образуются между двумя областями монокристалла полупроводника, одна из которых имеет примесную электропроводность, а другая — собственную. Такие переходы представляют собой промежуточный вариант между обычным $p—n$ -переходом и переходами $n^+—n$, $p^+—p$.

Гетеропереходы образуются в полупроводниковых монокристаллах при контакте двух различных полупроводников, например AlAs и GaAs с подобными кристаллическими решетками, но с различными значениями ширины запрещенной зоны. Такие монокристаллы со структурой $p—p$, $n—n$ или $p—n$ получают методом эпитаксиального наращивания или другими технологическими приемами. Приведение в контакт обоих полупроводников заканчивается установлением равновесного состояния благодаря обмену носителями заряда, в результате чего уровни Ферми выравниваются. Это приводит к появлению разрывов в положении потолка валентной зоны и дна зоны проводимости для двух полупроводников с различными значениями ширины запрещенной зоны.

Разрывы энергетических зон образуют потенциальные барьеры для электронов и дырок. Высота потенциальных барьеров для электронов и дырок получается различной. Вследствие этого прямой ток через гетеропереход создается носителями заряда одного знака — электронами или дырками, т.е. происходит односторонняя инжекция. При этом отсутствует рекомбинация неосновных носителей. Благодаря этому инерционность переключения мала, что позволяет на основе гетеропереходов создавать высокоскоростные переключательные полупроводниковые приборы. Например, на их основе создаются диоды с временем переключения — примерно десятые доли наносекунды, транзисторы с широкозонным эмиттером без сильного легирования области эмиттера, инжекционные гетеролазеры, силовые полупроводниковые диоды, туннельные диоды, широкополосные фотоприемники, преобразователи излучения и светодиоды, приборы оптоэлектроники и другие приборы.

Применение гетеропереходов в электронике весьма перспективно и сфера их использования непрерывно расширяется.

Явления на поверхности полупроводников. На поверхности полупроводников имеется очевидное нарушение объемной упорядоченности кристаллической решетки. Незавершенные ковалентные связи атомов у поверхности делают ее способной активно взаимодействовать с

окружающей средой. Особое значение этот дефект приобретает в тонких пленках полупроводниковых микросхем, у которых велико отношение площади поверхности к объему.

Энергетическая структура у поверхности отличается наличием поверхностных состояний — локальных энергетических уровней, расположенных преимущественно в зоне проводимости. Поверхностные состояния существуют даже в идеальном кристалле: уровни Тамма — дополнительные разрешенные энергетические уровни кристалла, локализованные у поверхности; уровни Шокли — уровни, обусловленные нескомпенсированными валентными связями у атомов на границе решетки. В реальных кристаллах основную роль играют уровни, связанные с искажением потенциала решетки у границы благодаря наличию адсорбированных на поверхности атомов или ионов посторонних примесей, а также дефектов, связанных с технологической обработкой полупроводника. Поверхностные уровни расщепляются и при большой концентрации дефектов образуют поверхностную энергетическую зону.

Электроны поверхностной энергетической зоны могут переходить в зону проводимости и в валентную зону и наоборот. Это может приводить к появлению заряженного слоя у поверхности. Появление поверхностного заряда вследствие условия электрической нейтральности приводит к образованию приповерхностного объемного заряда противоположной полярности, что, в свою очередь, связано с притяжением или отталкиванием основных носителей заряда в полупроводнике. Это способствует появлению слоя объемного заряда толщиной до нескольких микрон, который оказывает существенное влияние на электрическую проводимость. В зависимости от знака поверхностных зарядов и типа электропроводности полупроводника слой объемного заряда обогащен или обеднен основными носителями заряда, и распределение потенциала от поверхности вглубь полупроводника аналогично распределению потенциала в контакте металл—полупроводник. Энергетические зоны в области объемного заряда искривлены, например изгиб энергетических зон полупроводника n -типа при положительном (рис. 1.10, а) и отрицательном (рис. 1.10, б) приповерхностных зарядах. В первом случае полупроводник на глубине l обогащен, а во втором — обеднен электронами.

Изгиб зон характеризуется разностью $e\psi_s - E_i$, где ψ_s — электростатический потенциал поверхности, а E_i — энергетический уровень середины запрещенной зоны в объеме полупроводника. Соотношение $\psi_s = (E_F - e\psi_s)/e$ носит название *поверхностного потенциала*.

Если плотность поверхностных зарядов одного знака с основными носителями заряда велика, то уровень Ферми в приповерхностной области может оказаться ниже E_i в полупроводнике n -типа (рис. 1.10, в) или выше E_i в полупроводнике p -типа. При этом

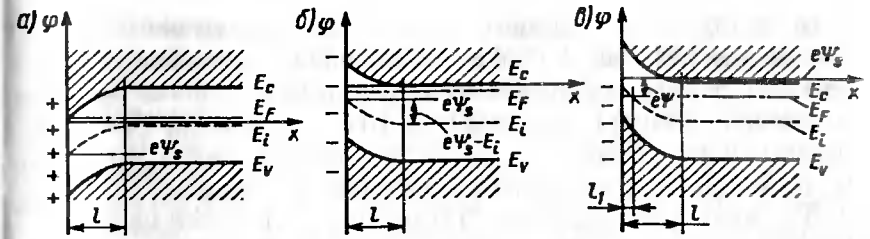


Рис. 1.10. Диаграммы поверхностных энергетических зон полупроводника n -типа

знак ψ_s изменяется на противоположный. Слой l_1 имеет иной тип электропроводности, так как концентрация неосновных носителей заряда превышает концентрацию основных носителей. Поэтому слой l_1 называется *инверсным*. Благодаря инверсному слою образуется p — n -переход, свойства которого зависят от концентрации поверхностных состояний.

Обогащение поверхностного слоя вызывает увеличение, а обеднение — уменьшение электропроводности. Однако при сильном обеднении, когда наступает инверсия слоя, проводимость вновь возрастает, т.е. зависимость $\sigma(e\psi_s)$ представляет собой кривую с минимумом. Обогащение и обеднение может быть вызвано также внешним электрическим полем, вектор напряженности которого нормален к поверхности. Таким образом, поверхностная проводимость зависит от поперечного электрического поля (эффект поля). Зависимость проводимости от напряженности поперечного электрического поля используется в полевых транзисторах.

Поверхность существенно влияет на работу полупроводниковых приборов. Главные следствия данного влияния таковы:

обогащенный приповерхностный слой уменьшает толщину p — n -перехода, в результате чего снижается пробивное напряжение;

ускоренная рекомбинация неравновесных носителей в приповерхностном слое из-за дополнительных центров рекомбинации, возникших вследствие поверхностных состояний, способствует снижению времени жизни τ и увеличению обратного тока;

обратный ток также увеличивается благодаря току утечки по окисной пленке или по пленке из адсорбированной на поверхности влаги; значительно возрастает обратный ток при образовании приповерхностных инверсных слоев.

Включение p — n -перехода в электрическую цепь. Основным свойством электронно-дырочного перехода является свойство односторонней электропроводности. Электронно-дырочный переход полупроводникового монокристалла, снабженный внешними электродами, может быть включен в электрическую цепь двумя способами. Рас-

смотрим случаи равновесного (рис. 1.11, а) и смещенного внешним источником ЭДС (рис. 1.11, б и в) состояний $p-n$ -перехода. В зависимости от полярности подключения внешнего источника различают прямое (рис. 1.11, б) и обратное (рис. 1.11, в) включения. При прямом включении $p-n$ -переход проводит ток под действием напряжения внешней цепи, а при обратном включении не пропускает тока.

Характер протекания тока сквозь запирающий слой определяется соотношением между шириной слоя l и длиной свободного пробега электронов λ_e . В зависимости от этого процессы в контакте при протекании тока можно рассматривать с позиции различных теорий. Среди этих теорий следует отметить диодную и диффузионную теории [12]. Диодная теория наиболее полно дает объяснение для случая $l \ll \lambda_e$, когда электроны не испытывают рассеяния в запирающем слое. Диффузионная теория рассматривает движение электронов в запирающем слое при $l \gg \lambda_e$, и учитывает столкновения электронов в запирающем слое, а также изменение ширины запирающего слоя при изменении значения и полярности приложенного напряжения.

Для $p-n$ -перехода полупроводника применима диффузионная теория.

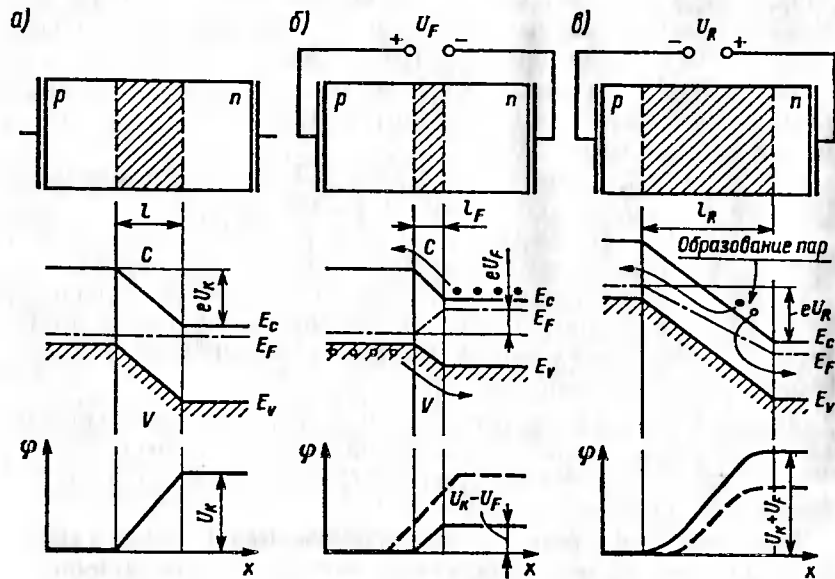


Рис. 1.11. Схемы включения и диаграммы состояний полупроводникового монокристалла

Прямое включение. Область p -типа подключена к положительному полюсу, а область n -типа к отрицательному. Так как силы внешнего электрического поля направлены встречно силам внутреннего поля объемных зарядов, то высота потенциального барьера уменьшается ($U_k - U_F$). Число основных носителей заряда, способных преодолеть потенциальный барьер $p-n$ -перехода, возрастает. Возникает явление инжекции (от латинского слова *injico* — вбрасываю, ввожу) электронов в p -область, а дырок в n -область. Ток диффузии резко увеличивается, а дрейфовый ток уменьшается. Результирующий ток через $p-n$ -переход существенно возрастает. Этот ток называется *прямым*. Ширина перехода при этом уменьшается:

$$l_F = \left(\frac{2\epsilon_r \epsilon_0}{e} (U_k - U_F) \frac{n_n + p_p}{n_n p_p} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (1.16)$$

где U_F — внешнее напряжение, приложенное к $p-n$ -переходу в прямом направлении.

Процесс инжекции основных носителей заряда в области, где они являются неосновными сопровождается повышением концентрации неосновных носителей заряда выше равновесной. По мере удаления от поверхности раздела концентрация неравновесных носителей зарядов уменьшается из-за рекомбинации. В целом области p - и n -полупроводника остаются электрически нейтральными, так как через металлические электроды в область n поступают электроны из внешней цепи, а из области p выводятся электроны в цепь источника. При длительном протекании прямого тока наступает установившееся состояние, которое можно рассматривать как динамическое равновесие инжектированных и рекомбинированных носителей зарядов.

При прямом смещении в p - и n -областях накапливаются значительные неравновесные заряды электронов и дырок. Эти заряды определяют диффузионную емкость $p-n$ -перехода, оцениваемую десятками тысяч пикофард, которая является причиной инерционности при переключениях $p-n$ -перехода на повышенных частотах.

Обратное включение. Приложение напряжения в направлении контактной разности потенциалов (плюс к области n , а минус к области p кристалла) обуславливает суммирование силы внешнего поля с силами внутреннего поля объемных зарядов. Это сопровождается выведением (экстракцией, от латинского слова *extrahere* — извлекать) из области перехода заряженных частиц (электронов из области n и дырок из области p полупроводника) и образованием там дополнительных зарядов ионов примесей. В результате ширина (и сопротивление) переходной области увеличивается:

$$l_R = \left(\frac{2\epsilon_r \epsilon_0}{e} (U_k + U_F) \frac{n_n + p_p}{n_n p_p} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (1.17)$$

Уровни Ферми обеих областей кристалла смещаются на eU_R и равновесное состояние нарушается. Высота потенциального барьера увеличивается на eU_R . Из-за возросшей напряженности поля диффузия электронов из n -области, а дырок из p -области уменьшается в $\exp\left(\frac{eU_R}{kT}\right)$ раз. А токи неосновных носителей не изменятся. Число неосновных носителей заряда, прошедших p — n -переход, в первом приближении не зависит от внешнего приложенного напряжения, а определяется лишь скоростью тепловой генерации пар электрон—дырка и шириной области, из которой они, не рекомбинируя, могут попасть благодаря диффузии в зону ускоряющего перехода. Эти заряженные частицы, проходящие через переход при обратном смещении, обеспечивают обратный ток p — n -перехода, называемый *обратным тепловым*. Так как концентрации неосновных носителей заряда весьма малы, то обратный ток значительно меньше прямого тока.

Таким образом, можно утверждать, что p — n -переход действительно обладает выпрямляющими свойствами.

1.5. ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА p — n -ПЕРЕХОДА

Исходные положения. Зависимость тока через электронно-дырочный переход от приложенного напряжения называется вольт-амперной характеристикой (ВАХ) p — n -перехода. Ток основных носителей заряда: электронов из n -области I_{e0} и дырок из p -области I_{p0} обусловлен их диффузией через переход благодаря разности концентраций.

Встречный ток неосновных носителей заряда (электронов из p -области I'_{e0} и дырок из n -области I'_{p0}) определяется тепловыми процессами их генерации и дальнейшей диффузией в область перехода. Попавшие в область перехода неосновные носители заряда ускоряются его полем и создают встречный дрейфовый ток. В условиях равновесия $I_{e0} = I'_{e0}$, $I_{p0} = I'_{p0}$. Внешнее напряжение нарушает равновесное состояние системы.

Уравнение ВАХ. При обратном смещении перехода токи основных носителей заряда согласно статистике Максвелла-Больцмана снижаются в $\exp\left(\frac{eU_R}{kT}\right)$ раз. Число неосновных носителей заряда в первом приближении не зависит от приложенного напряжения и определяется генерацией пар электрон—дырка благодаря тепловым квантам.

Суммарный ток через переход

$$I = (I_{e0} + I_{p0}) \exp\left(-\frac{eU_R}{kT}\right) - (I'_{e0} + I'_{p0}) = (I_{e0} + I_{p0}) \left[\exp\left(-\frac{eU_R}{kT}\right) - 1 \right]. \quad (1.18)$$

Ток неосновных носителей заряда в узком p — n -переходе

$$I_0 = I'_{e0} + I'_{p0} = e \left[\frac{L_n n_p}{\tau_n} + \frac{L_p p_n}{\tau_p} \right], \quad (1.19)$$

где L_n, L_p — диффузионная длина электронов в p -области и дырок в n -области (расстояние от границы перехода, на котором концентрация носителей заряда уменьшается в e раз); n_p, p_n — концентрация неосновных носителей заряда; τ_n, τ_p — среднее время жизни электронов в p -области и дырок в n -области.

Так как суммарный ток (1.19) зависит лишь от тепловых фотонов, определяющих генерацию пар электрон—дырка, то его принято называть *обратным тепловым* током и обозначать I_0 . Значение этого тока невелико: $I_0 \approx 10^{-9}$ А/см².

При прямом смещении перехода токи основных носителей вследствие явления инжекции увеличиваются в $\exp\left(\frac{eU_R}{kT}\right)$ раз, а токи неосновных носителей остаются неизменными, так как они в этом случае не преодолевают потенциального барьера.

Суммарный ток через переход

$$I = (I_{e0} + I_{p0}) \exp\left(\frac{eU_F}{kT}\right) - (I'_{e0} + I'_{p0}) = (I_{e0} + I_{p0}) \left[\exp\left(\frac{eU_F}{kT}\right) - 1 \right]. \quad (1.20)$$

Объединяя выражения (1.18), (1.19) и (1.20) получим уравнение вольт-амперной характеристики p — n -перехода:

$$I = I_0 \left[\exp\left(\pm \frac{eU}{kT}\right) - 1 \right]. \quad (1.21)$$

Знаки "+" и "-" соответствуют прямому и обратному смещениям, а I_0 определяется обратным тепловым током p — n -перехода.

Исследование уравнения ВАХ. Выражение (1.21) представляет уравнение ВАХ идеального p — n -перехода (рис. 1.12). Прямая 1 и обратная 2 ветви имеют существенно различные масштабы напряжения U при прямом U_F и обратном U_R смещениях и тока I в прямом I_F и обратном

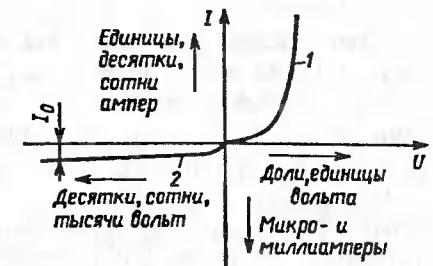


Рис. 1.12. Вольт-амперная характеристика идеализированного p — n -перехода

I_R направлениях. График для обоих направлений имеет вид экспоненты, исходящей из начала координат. В обратном направлении кривая стремится к значению тока I_0 . Положение кривой зависит от температуры T окружающей среды полупроводниковой структуры. С увеличением T прямая ветвь смещается влево. Поэтому температурный коэффициент прямого напряжения p — n -перехода отрицателен. При малых токах примерное значение этого коэффициента $2,4 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$. При более высоких температурах обратный ток увеличивается приблизительно пропорционально числу неосновных носителей заряда. Эта зависимость экспоненциальная.

Вольт-амперная характеристика p — n -перехода существенно нелинейна. При расчете электрических цепей, содержащих структуры с p — n -переходами, применяют аппроксимацию ВАХ. Наиболее часто используется кусочно-линейная аппроксимация.

В реальных полупроводниковых приборах ВАХ структуры с p — n -переходом имеет несколько отличий от ВАХ идеального p — n -перехода:

при определенном значении обратного напряжения U_{BR} наступает резкое увеличение обратного тока, сопровождающее пробой p — n -перехода;

обратный ток I_R превышает значение I_0 из-за наличия составляющих, зависящих от поверхностных токов утечки, дефектов в структуре полупроводника и других причин;

прямое напряжение при определенном значении тока увеличивается из-за потерь напряжения в теле полупроводника и на контактных переходах.

На ВАХ реальной двухслойной структуры с p — n -переходом при различных температурах окружающей среды (рис. 1.13) показаны аппроксимированные двумя отрезками прямых линий прямая и обратные ветви.

Температурное смещение ВАХ объясняется многими факторами и результирующая зависимость получается довольно сложной.

Зависимость прямого напряжения U_F от температуры обусловлена: ростом концентрации собственных носителей заряда n_i , зависимостью подвижностей μ_n и μ_p электронов и дырок от температуры и зависимостью времени жизни τ_n и τ_p от температуры. Влияние этих факторов различно. Поэтому характер результирующего смещения ВАХ отличается для различных значений прямого тока I_F .

Реальная ВАХ имеет точку инверсии A . При токах меньших I_{FA} температурный коэффициент напряжения отрицателен, а при $I_F > I_{FA}$ знак этого коэффициента меняется на обратный.

При малых токах, когда преобладает падение напряжения на собственном p — n -переходе, определяющим фактором является рост концентрации собственных носителей заряда с увеличением температуры

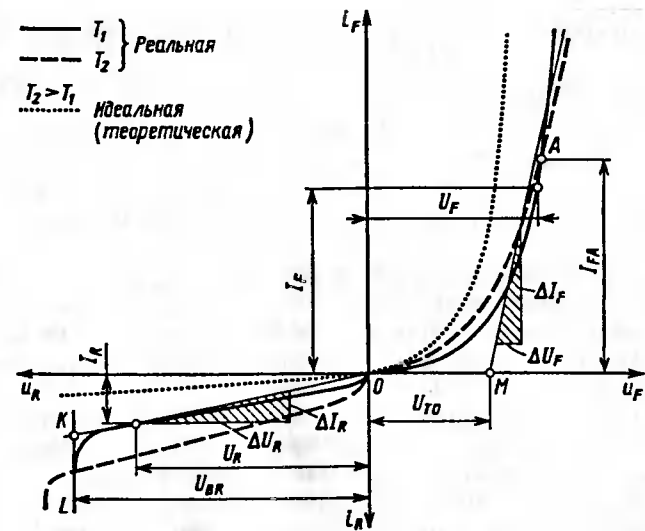


Рис. 1.13. Вольт-амперная характеристика p — n -перехода реального полупроводникового прибора и ее кусочно-линейная аппроксимация

окружающей среды. При больших токах определяющим является влияние механизма рассеяния энергии электронов и дырок, который при более высоких температурах определяется увеличением колебаний кристаллической решетки, т.е. рассеянием на фононах. При этом подвижность электронов и дырок уменьшается и падение напряжения на p — n -переходе увеличивается.

Увеличение обратного напряжения приводит к пробоему перехода. При напряжении пробоя U_{BR} ток через p — n -переход ограничивается только внешней цепью. Значение напряжения пробоя зависит от концентрации легирующих примесей и температуры окружающей среды, увеличиваясь с ее повышением, т.е. температурный коэффициент пробоя положителен, в связи с тем, что с ростом температуры длина свободного пробега носителей заряда уменьшается.

На рис. 1.13 показана кусочно-линейная аппроксимация прямой и обратной ветвей ВАХ. Прямая ветвь заменяется двумя отрезками прямых линий: OM , совпадающей с осью U_F и равной пороговому напряжению $U_{(TO)}$ и MN , наклоненной к оси абсцисс на некоторый угол ($\arctg \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F}$), где отношение $\Delta U_F / \Delta I_F$ представляет собой некото-

рое динамическое сопротивление $r_T = \Delta U_F / \Delta I_F$, учитывающее сопротивление структуры с p — n -переходом. Обратная ветвь заменяется также отрезками прямых линий: OK , наклоненной к оси абсцисс на

некоторый угол ($\text{arctg} \frac{\Delta U_R}{\Delta I_R}$), отражающий влияние обратного сопротивления полупроводниковой структуры с обратносмещенным $p-n$ -переходом $r_0 = \Delta U_R / \Delta I_R$, и KL , проходящей параллельно оси тока I_R и соответствующей участку ВАХ при пробое $p-n$ -перехода. Величины $U_{(TO)}$, r_T , r_0 и U_{BR} являются параметрами аппроксимированной ВАХ и могут быть определены экспериментально или по справочным данным.

Пробои $p-n$ -перехода. Различают лавинный, туннельный, поверхностный и тепловой пробой.

Лавинный пробой наступает вследствие ударной ионизации в области объемного заряда при большой напряженности электрического поля (10^6 — 10^8 В/м).

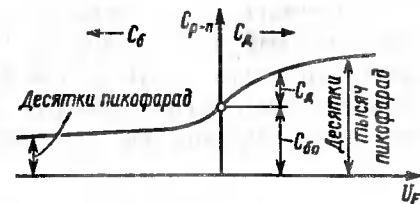
Электрон, перешедший в зону проводимости при генерации, за время свободного пробега может набрать энергию, достаточную для ионизации атома при соударении. Генерируется пара электрон—дырка, и в зону проводимости приходит еще один электрон. В этом случае разгоняются и набирают энергию два электрона. Процесс ионизации повторяется и называется *лавинным размножением* носителей. Этот процесс сопровождается резким увеличением обратного тока $p-n$ -перехода.

Лавинный пробой характерен для структуры на основе полупроводников с малой концентрацией легирующих примесей. Он не приводит к разрушению полупроводниковой структуры, если обратный ток ограничен наличием внешней цепи.

Туннельный пробой или пробой Зинера сопровождается туннельным переходом валентных электронов в зону проводимости. Как указано выше, этот вид ионизации называется электростатической ионизацией, возникающей при высокой напряженности электрического поля (10^8 — 10^9 В/м). Туннельный пробой происходит в $p-n$ -переходах с высокой концентрацией примесей, т.е. в переходах с очень малой шириной, когда уже при напряжении примерно 5 В напряженность сильно возрастает. Туннельный пробой также обратим, если резкое нарастание обратного тока своевременно ограничивается внешней цепью.

Поверхностный пробой происходит в местах выхода $p-n$ -перехода на поверхность структуры. Причинами поверхностного пробоя являются различные факторы: высокая напряженность электрического поля, сужение области объемного заряда по сравнению с внутренними областями, наличие разорванных валентных связей атомов у поверхности, адсорбция атомов посторонних элементов. Для предупреждения поверхностного пробоя снимается фаска под некоторым углом к плоскости структуры с $p-n$ -переходом, место выхода тщательно очищают и наносят изолирующее покрытие из специального компаунда, а структуру помещают в герметический корпус, иногда заполняют инертным газом.

Рис. 1.14. Зависимость собственной емкости $p-n$ -перехода от напряжения внешнего источника



Тепловой пробой связан с нагревом полупроводниковой структуры, вызываемым протеканием обратного тока. Вследствие неравномерного распределения этого тока из-за локальных неоднородностей структуры происходит шнурование — резкое локальное увеличение плотности тока и сильный местный разогрев и даже расплавление полупроводника. Тепловой пробой является необратимым.

Собственная емкость $p-n$ -перехода. Электронно-дырочный переход можно рассматривать как некоторый эквивалентный конденсатор, состоящий из обкладок, разделенных областью, обедненной носителями заряда и обладающей повышенным сопротивлением. Как показано выше, при прямом смещении перехода проявляется накопление неравновесных носителей заряда при инжекции их в область, где они являются неосновными. Это обуславливает эффект диффузионной емкости:

$$C_D = \frac{e}{kT} I_F \tau_n, \quad (1.22)$$

где τ_n — время жизни неосновных носителей.

При обратном смещении возникает эффект увеличения области объемного заряда ионов атомов примесей, так как I_R становится больше. Данное явление эквивалентуется некоторой барьерной или зарядовой емкостью

$$C_6 = S \sqrt{\frac{\epsilon_r \epsilon_0 e n_n}{2 \left(\frac{\Delta E_g}{e} + U_R \right)}}, \quad (1.23)$$

где S — площадь структуры с $p-n$ -переходом; n_n — концентрация основных носителей заряда.

Как следует из выражений (1.22) и (1.23), диффузионная емкость зависит от значения прямого тока I_F , а барьерная емкость — от обратного напряжения U_R .

Собственная емкость (рис. 1.14) обуславливает реактивную проводимость $p-n$ -перехода

$$\frac{1}{x_0} = b = i \omega (C_6 + C_D). \quad (1.24)$$

Это снижает выпрямительный эффект на высоких частотах. Для повышения рабочей частоты могут быть использованы следующие меры: уменьшение τ и ускорение рекомбинации неосновных носителей заряда; уменьшение рабочей поверхности p - n -перехода; уменьшение сопротивления тела кристалла.

1.6. МОДЕЛИРОВАНИЕ СТРУКТУРЫ С p - n -ПЕРЕХОДОМ

Виды моделей. При анализе электрических схем часто возникает задача представления полупроводниковых приборов, содержащих p - n -переходы, в виде элементов электрических цепей. Такую цепь можно считать эквивалентной полупроводниковому прибору, если токи на соответствующих выводах прибора, содержащего p - n -переход, и в эквивалентной электрической цепи совпадают с требуемой точностью. Подобные цепи называют электрическими моделями полупроводниковых приборов.

Предложены различные способы построения моделей в зависимости от предъявляемой точности и метода анализа. При использовании вычислительной техники для решения задач с динамическими моделями предпочтительными являются модели полупроводниковых структур с нелинейными сопротивлениями и нелинейными емкостями p - n -перехода [11]. Во многих случаях при построении статических моделей силовых преобразователей можно использовать упрощенные кусочно-линейные модели структур с p - n -переходами [26].

Нелинейные модели. Элементами эквивалентной схемы (рис. 1.15) являются:

нелинейное сопротивление R , имеющее ВАХ идеального p - n -перехода $i = I_0 [\exp(n/kT) - 1]$, где I_0 в зависимости от площади структуры обычно имеет значение $10^{-6} < I_0 < 10^{-2}$ мА для Si и $10^{-8} < I_0 < 10^{-2}$ мА для Ge и зависит от температуры: $I_0 = I_0(T=293K) (T/293)^3 \exp[k_T(1/293 - 1/T)]$, где $I_0(T=293K)$ — тепловой ток при $T = 293$ К; k_T — параметр, определяемый эмпирически;

нелинейная емкость C , представляющая собой сумму нелинейных барьерной $C_б$ и диффузионной $C_д$ емкостей перехода:

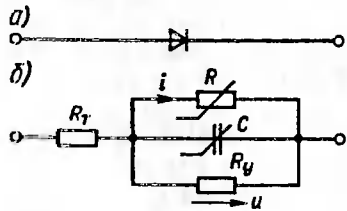


Рис. 1.15. Схема включения (а) и эквивалентная схема (б) p - n -перехода полупроводникового диода

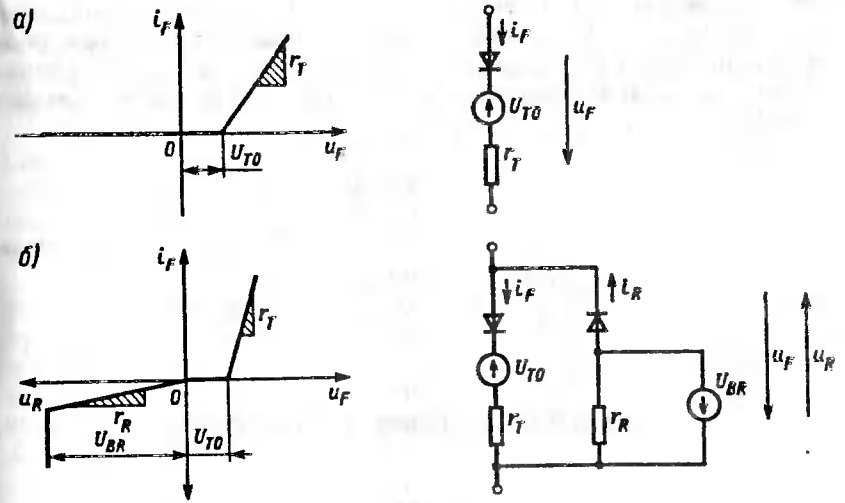


Рис. 1.16. Варианты кусочно-линейной аппроксимации двухслойной полупроводниковой структуры с p - n -переходом и соответствующие им эквивалентные схемы: а — аппроксимация прямой ветви ВАХ; б — аппроксимация прямой и обратной ветвей ВАХ

$$C = C_б + C_д = S \sqrt{\frac{\epsilon_r \epsilon_0 e n_n}{2 \left(\frac{\Delta E_D}{e} + u \right)}} + \frac{e}{kT} i \tau_n \text{ в соответствии с выраже-}$$

ниями (1.22) и (1.23); сопротивление R_y структуры с p - n -переходом при обратном смещении, оцениваемое, как правило, значением в несколько МОм;

объемное сопротивление R_T тела полупроводника и контактов, оцениваемое долями ома для мощных приборов и до 100 Ом для приборов малой мощности.

Кусочно-линейная модель. В модели (рис. 1.16, а) учитывается аппроксимированная прямая ветвь ВАХ с параметрами $U_{(T0)}$ и r_T , а обратная ветвь ВАХ идеализирована.

Для этой модели

$$\left. \begin{aligned} u_F &= U_{(T0)} + i_F r_T \text{ и } i_R = 0; \\ i_F &= \begin{cases} 0, & \text{при } u_F < U_{(T0)}; \\ (u_F - U_{(T0)})/r_T, & \text{при } u_F > U_{(T0)}. \end{cases} \end{aligned} \right\} (1.25)$$

В модели (рис. 1.16, б) учитываются прямая и обратная аппроксимированные ветви ВАХ. Обратная ветвь аппроксимирована двумя отрезками, характеризуемыми напряжением пробоя U_{BR} и дифференциальным сопротивлением r_R обратносмещенного перехода. В данной модели $i_F = U(тО) + i_F r_T$, $u_R = i_F r_R$ и

$$i_R = \begin{cases} u_R/r_R, & \text{при } u_R < U_{BR}; \\ \infty, & \text{при } u_R \geq U_{BR}; \end{cases} \quad (1.26)$$

$$i_F = \begin{cases} 0, & \text{при } u_F \leq U(тО); \\ (u_F - U(тО))/r_T, & \text{при } u_F > U(тО). \end{cases}$$

2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

2.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ

Полупроводниковыми приборами называются электронные устройства, действие которых основано на электронных процессах в полупроводниках [28]. В электронике полупроводниковые приборы используются для обработки электрических сигналов, а также для преобразования одних видов энергии в другие. Полупроводниковые приборы разделяют на дискретные и интегральные.

Дискретные полупроводниковые приборы, выполняемые в виде отдельных устройств, различают по назначению, принципу действия, типу используемого полупроводникового материала, конструкции и технологии, виду характеристик, областям применения. К основным классам таких дискретных приборов относят: электропреобразовательные приборы (диод, транзистор, тиристор и другие); оптоэлектронные приборы, преобразующие световые сигналы в электрические и наоборот (фоторезистор, фотодиод, фототранзистор, полупроводниковый лазер, излучающий диод и т.д.); термоэлектрические, преобразующие тепловую энергию в электрическую и наоборот (термоэлемент, термоэлектрический генератор, терморезистор и т.п.); магнитоэлектрические приборы (например, измерительный преобразователь на основе эффекта Холла); пьезоэлектрические и тензометрические приборы, реагирующие на изменение давления или механическое смещение и другие воздействия.

Интегральные полупроводниковые приборы являются активными элементами монолитных интегральных схем, которые строятся по обычным принципам схемотехники. Монолитные интегральные схемы состоят из интегральных диодов, транзисторов, резисторов, конденсаторов и соединений между ними. Элементы интегральных схем создаются в едином технологическом цикле на одном кристалле

полупроводника. Если же пассивные элементы изготавливают отдельно на диэлектрической подложке, а активные элементы устанавливаются в схему в виде дискретных бескорпусных полупроводниковых приборов, то интегральная схема называется *гибридной*.

Интегральные схемы классифицируют по областям использования (цифровые и аналоговые). Цифровые включают в себя логические, счетно-преобразовательные и интегральные схемы памяти. Аналоговые интегральные схемы охватывают приборы усиления, источники вторичного питания, сверхвысокочастотные схемы.

В зависимости от применяемого полупроводникового материала различают германиевые, кремниевые, арсенид-галлиевые и другие приборы. Первые полупроводниковые приборы были изготовлены на основе селена Se и закиси меди Cu_2O . Это были простейшие приборы — выпрямительные диоды. С изобретением транзистора (1949 г.) широкое распространение получил германий Ge, который, начиная с 90-х годов, почти полностью вытеснен кремнием Si. Приобретают важное значение, особенно в оптоэлектронике, различные двойные, тройные и более сложные соединения (GaAs, CaP, CdS, SiP и др.), обладающие полупроводниковыми свойствами.

По конструктивным и технологическим признакам полупроводниковые приборы разделяют на точечные и плоскостные. Последние в свою очередь делятся на сплавные, диффузионные, мезопланарные, планарные и др. Основой технологии большей части полупроводниковых приборов является планарная технология, включающая в себя процессы: защиты поверхности полупроводника тонкой пленкой диэлектрика, чаще всего окиси кремния SiO_2 ; фотолитографии; диффузии примесей и ионного легирования; нанесения тонких металлических пленок. Полупроводниковые приборы выпускают в металлокерамических или пластмассовых корпусах, защищающих приборы от внешнего воздействия. Исключениями являются бескорпусные приборы.

В зависимости от мощности преобразуемых сигналов различают полупроводниковые приборы малой мощности (обычно на токи до 10 А) и силовые полупроводниковые приборы (СПП).

В 1990 г. во всем мире промышленность выпускала примерно 30 млрд дискретных полупроводниковых приборов и примерно такое же количество интегральных схем, в составе которых насчитывалось примерно 100 тысяч типов приборов различного назначения. Эти приборы могут работать на самых низких частотах (порядка долей Гц) и в миллиметровом диапазоне до 100 ГГц в диапазоне рабочих мощностей от микроватт до десятков и сотен киловатт.

Малые размеры, масса и потребляемая мощность, высокая надежность и механическая прочность способствовали очень быстрому распространению полупроводниковых приборов и развитию полупро-

водниковой электроники. Этот процесс захватил железнодорожный транспорт, на котором полупроводниковые приборы позволяют создавать совершенные устройства преобразования энергии на электроподвижном составе, в устройствах электроснабжения тяги, в СЦБ и связи, развивать новейшие информационные технологии.

2.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Принцип действия и классификация. Основу диодов составляет двухслойная монокристаллическая полупроводниковая структура с электронно-дырочным переходом или контакт металл—полупроводник. Принцип действия диодов определяется свойством односторонней проводимости $p-n$ -перехода. Полупроводниковая структура с $p-n$ -переходом конструктивно оформляется в виде узла—выпрямительного элемента, который помещается в герметичный корпус с выводами анода и катода. Полупроводниковые диоды выполняются на токи от нескольких миллиампер (напряжение от десятков вольт) до килоампер прямого тока (обратное напряжение от 5 кВ и выше).

Диоды малой и средней мощности ($I_F \leq 10$ А) делятся на точечные, плоскостные и бескорпусные; мощные (силовые) диоды ($I_F > 10$ А) делятся на штыревые и таблеточные (рис. 2.1).

По назначению диоды подразделяются на выпрямительные, импульсные и специальные. Выпрямительные диоды предназначены для выпрямления переменного тока. К ним относятся в основном силовые диоды, которые делятся на виды, подвиды, модификации, типы, классы и группы. Такое подразделение диодов соответствует определенным отличительным признакам. Силовые диоды по нагрузочной способности в области пробоя обратной ветви ВАХ подразделяются на простые выпрямительные и лавинные с контролируемым пробоем (стабилитроны).

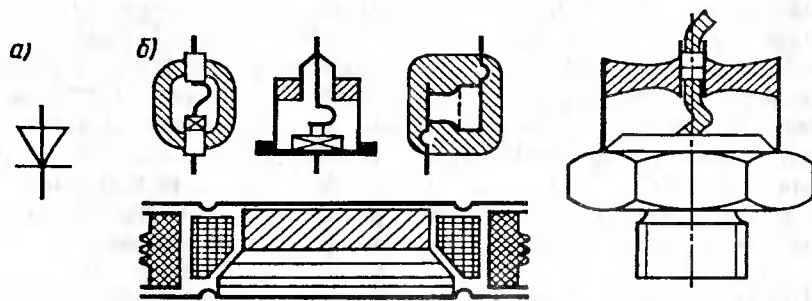


Рис. 2.1. Условное обозначение (а) и конструкция (б) полупроводниковых диодов

В зависимости от времени обратного восстановления диоды подразделяются на подвиды: диоды с ненормируемым временем восстановления и быстровосстанавливающиеся диоды с нормируемым временем восстановления (частотные).

Модификации диодов зависят от их конструктивного исполнения. Силовые диоды того или иного вида, подвида и модификации в зависимости от допустимого тока подразделяются по типу, а диоды одного типа — на классы по допустимому обратному напряжению.

Импульсные диоды применяются в маломощных цепях автоматики. Они отличаются малым временем переключения из закрытого состояния в открытое и обратного переключения и обладают хорошими частотными характеристиками.

К специальным диодам относятся стабилитроны, фотодиоды, светодиоды, варикапы, туннельные диоды.

Конструкция выпрямительных элементов. Рабочим элементом диода является вырезанная из монокристалла кремния тонкая пластина, в которой сформирован $p-n$ -переход. В силовых диодах полупроводниковая пластина выполняется в форме диска диаметром от 13 до 100 мм, который припаивается с одной стороны или с обеих сторон к термокомпенсирующим дискам из вольфрама или молибдена, имеющим коэффициент температурного расширения, близкий коэффициенту кремния. Область выхода $p-n$ -перехода на поверхность по периферии кремниевого диска обрабатывается под определенным углом для выравнивания напряженности электрического поля и уменьшения вероятности поверхностного перекрытия. Образовавшаяся фаска защищается специальным компаундом. Основные технологические операции изготовления выпрямительного элемента выполняются в следующем порядке:

выращивается монокристаллический слиток кремния с зонной очисткой [7] и легированием в процессе выращивания донорными примесями (фосфор);

монокристаллический слиток n -типа с удельным сопротивлением 100—120 Ом·см обтачивается до диаметра стержня 13 — 100 мм;

с помощью алмазного диска заготовка кремния разрезается на диски толщиной примерно 0,4 мм;

диски шлифуются, очищаются травлением и ультразвуком в деионизированной воде, их поверхность делают матовой;

на поверхность диска наносится раствор азотистого алюминия и борной кислоты, диск просушивается, помещается в печь в кварцевой ампуле, где выдерживается 8—10 ч при температуре 1300 °С. При этом Al и В диффундируют в кремний на глубину 80—100 мкм, образуя слой p -типа;

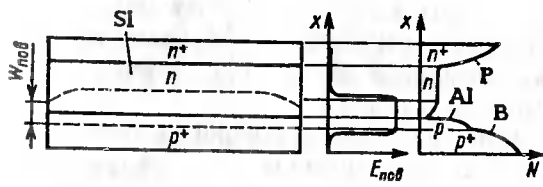


Рис. 2.2. Структура кремниевого диска, прошедшего диффузию Al и В и обработанного с одной стороны, и график концентрации примесей в кремниевой пластине с p - n -переходом

с одной стороны диска слой p -типа шлифуется, наносится тонкий слой никеля, который при температуре $600\text{--}700^\circ\text{C}$ спекается с кремнием, в результате получается кремниевый диск двухслойной структуры с p - n -переходом толщиной, примерно $0,35\text{ мм}$;

диск припаивается припоем к нижнему термокомпенсирующему диску;

снимается фаска заданной формы;

если предусмотрен верхний термокомпенсатор, то припаивается второй диск;

наносится защитное покрытие фаски.

Из-за различия коэффициентов диффузии алюминия и бора их глубина проникновения в кремний различна, благодаря чему достигается плавное изменение концентрации легирующих примесей на границах различных слоев.

Толщина обедненной зоны $W_{\text{пов}}$ (рис. 2.2) уменьшается у поверхности из-за адсорбции положительных ионов различных металлов и образования положительного поверхностного заряда. Вследствие этого напряженность электрического поля $E_{\text{пов}}$ возрастает, что может вызвать поверхностный пробой. Для исключения поверхностного пробоя p - n -перехода боковую поверхность скашивают под углом α к плоскости перехода (делают фаску) (рис. 2.3). Различают обратную и прямую фаски.

При обратной фаске сечение пластины уменьшается от p^+ -слоя в сторону n -базы. Толщина слоя ООЗ и $W_{\text{пов}}$ увеличиваются. С уменьшением угла α длина фаски увеличивается, а напряженность поля уменьшается. Достаточным является угол $\alpha = 30\text{--}35^\circ$. Прямая фаска приводит к сужению $W_{\text{пов}}$, поэтому в силовых диодах применяется обратная фаска.

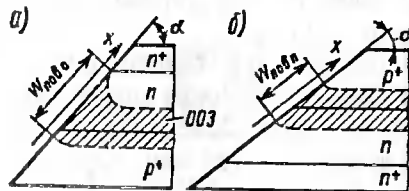
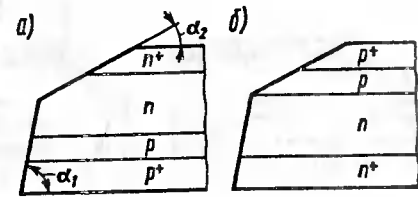


Рис. 2.3. Обратная (а) и прямая (б) фаски

Рис. 2.4. Двухступенчатые обратная (а) и прямая (б) фаски



Для изготовления диодов на напряжение $4\text{--}5\text{ кВ}$ используется кремний с удельным сопротивлением $\rho > 250\text{ Ом}\cdot\text{см}$. Толщина слоя ООЗ увеличивается до 600 мкм . В этом случае применяют двухступенчатые обратную и прямую фаски (рис. 2.4). Толщина кремниевой пластины в высоковольтных диодах существенно возрастает. Вместе с ней увеличиваются прямое напряжение и средняя мощность потерь. Так возникает диалектическое противоречие: увеличение напряжения диода становится возможным при снижении максимального прямого тока. Для избежания этого противоречия применяется двухступенчатая фаска. Ее выполняют так, чтобы p - n -переход распространялся на всю толщину n -слоя. Тогда можно сократить толщину n -слоя при том же напряжении пробоя и этим уменьшить прямые потери энергии.

Для исключения поверхностного пробоя p - n -переход иногда изготавливают так, чтобы ширина его была не одинаковой по площади кремниевой пластины (рис. 2.5). Область p - n -перехода с большей шириной называют *охранным кольцом*. Благодаря этому напряжение пробоя увеличивается, и поверхностный пробой диодов становится маловероятным. Кремниевая структура с охранным кольцом используется в лавинных диодах, допускающих протекание значительных обратных токов при объемном лавинном пробое.

Кремний весьма хрупкий материал. Диаметр диска в силовых диодах может достигать 100 мм и более при толщине примерно $0,5\text{ мм}$. Для увеличения механической прочности кремниевой пластины ее собирают с термокомпенсаторами, которые представляют собой диски из вольфрама или молибдена с коэффициентом линейного расширения примерно $4,2\cdot 10^{-6}\text{ 1/}^\circ\text{C}$. Кремниевая пластина с p - n -переходом и термокомпенсаторами называется *выпрямительным элементом*. Такую пластину выполняют с паяными и сплавными контактами. Паяные контакты (рис. 2.6, а) выполняют при диаметре кремния до 30 мм нанесением слоев никеля 4, 5 и припайки нижнего 1 и верхнего

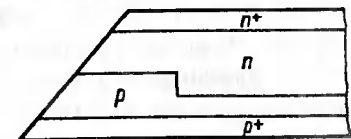


Рис. 2.5. Кремниевая пластина с охранным кольцом

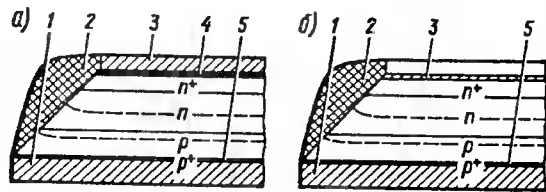


Рис. 2.6. Выпрямительный элемент с паяными (а) и со сплавными (б) контактами

3 термокомпенсаторов с последующим нанесением защитного слоя компаунда 2. Основным недостатком паяных контактов является их относительно быстрое разрушение при циклических изменениях температуры окружающей среды. Поэтому при диаметрах кремния более 12—13 мм, как правило, используют конструкцию элемента со сплавным контактом (рис. 2.6, б). Кремниевая пластина со стороны p^+ -слоя сплавляется с термокомпенсатором 1 посредством алюминиевой (силуминовой) фольги толщиной до 30—40 мкм. Со стороны n^+ -слоя пластина металлизирована в результате напыления в вакууме слоя алюминия 3 толщиной 10—20 мкм. Затем снимается фаска и после очистки наносится слой компаунда 2.

Толщина термокомпенсатора зависит от диаметра кремния: при диаметре 10—16 мм она составляет 1 мм, а для кремния диаметром 50 мм и выше достигает 2—3 мм.

Конструкция силовых диодов. Выпрямительные элементы для защиты от внешнего воздействия, теплоотвода и удобства монтажа собираются в герметичном корпусе различной конструкции. Наиболее распространены штыревая (рис. 2.7) и таблеточная (рис. 2.8) формы конструкции.

В силовых диодах штыревой конструкции контакты между выпрямительными элементами и деталями корпуса могут быть паяными и прижимными. В диодах с паяными контактами (см. рис. 2.7, а) и диаметром выпрямительного элемента от 10 до 13 мм корпус состоит из медного основания 2 в виде шестигранника с размерами под ключ 11, 13, 17, 22, 27, 32 и 44 мм, стальной или коваровой втулки 3, коварового или стального кольца 4, стеклянного изолятора 5, внутреннего 6 и внешнего 8 медных гибких выводов, проходной трубки с перегородкой 9 для закрепления гибких выводов, приваренной к изолятору. Выпрямительный элемент 1 припаяется к основанию 2 и к гибкому выводу 6 с использованием промежуточной чашечки 10. Внешние выводы образуют наконечник 7 и шпилька 11, с помощью которой диод крепится в охладителе. Кольцо 4 высокотемпературным припоем припаяется к корпусу, а втулка 3 нижним основанием припаяется к этому кольцу, чем создается герметизация корпуса. Для герметизации корпусов пайка крышки к основанию не применя-

ется, чтобы избежать загрязнения. Не используется и завальцовка. Широко применяется аргоно-дуговая и рельефно-конденсаторная (контактная) сварка.

В штыревых диодах с прижимными контактами (см. рис. 2.7, б) при диаметрах выпрямительных элементов 1 от 13 до 32 мм корпус состоит из основания 2 со шпилькой 11, крышки, включающей в себя керамический изолятор 4, стальную манжету 3 и медную трубку 7. К основанию корпуса припаян стальной стакан 10. Внутренний вывод 5 из меди выполняется с прорезями для уменьшения жесткости. Внешний вывод 6 закрепляется опрессовыванием в медной трубке 7 и заканчивается наконечником. На изоляторе 9 расположены тарельчатые пружины 8, которые при сборке под прессом сдавливаются до такой степени, чтобы обеспечить требуемое давление (примерно 10^4 кПа) на прижимных контактах между выпрямительным элементом 1, основанием 2 и внутренним силовым выводом 5. Как только достигается необходимое давление, положение тарельчатых пружин фиксируется накатом верхней кромки стального стакана 10. Между основанием и выпрямительным элементом и между выпрямительным элементом и внутренним выводом устанавливаются тонкие прокладки толщиной примерно 100 мкм из отожженного серебра или другого

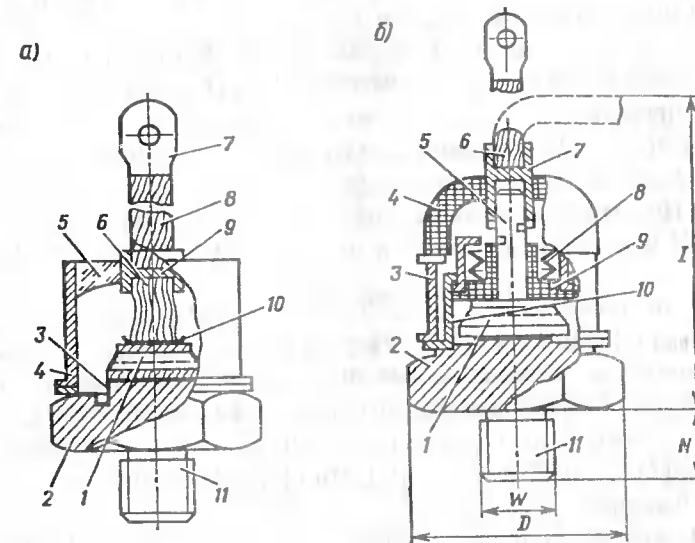


Рис. 2.7. Конструкции штыревых диодов с паяными (а) и прижимными (б) контактами

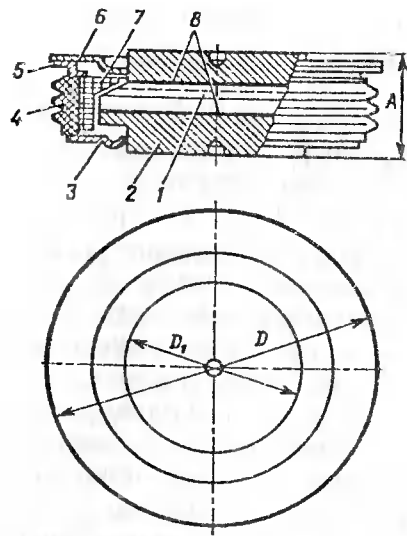


Рис. 2.8. Конструкция таблеточного диода

припоем припаяны тонкие манжеты 3 и 5 из меди или кобальта. Основание 1 припаивается к манжете 3 до сборки. Аналогично припаивается к основанию 8 медная мембрана 6. Для центровки выпрямительного элемента применяется изолятор 7. После сборки корпус герметизируют применением холодной сварки наружных кромок манжеты 5 и мембраны 6. Необходимое давление на прижимных контактах в таблеточных диодах обеспечивается только при их сборке с охладителями. При этом значение осевого усилия на диод нормируется от 10 до 26 кН и выше в зависимости от диаметра выпрямительного элемента.

Размеры таблеточного диода D и A (см. рис. 2.8) зависят от диаметра выпрямительного элемента: $D = 54 + 100$ мм и более, $A = 20 + 26$ мм.

Параметры и обозначение силовых диодов. Основные электрические, тепловые, механические и другие свойства приборов определяют параметрами и их характеристиками. Параметры силовых полупроводниковых приборов могут быть предельно допустимыми и характеризующими.

Предельно допустимое значение — это такое значение параметра прибора, превышение которого может привести к повреждению прибора. Характеризующий параметр — это значение параметра, которое отражает определенное свойство прибора.

материала. Размеры корпуса диода I , N , D , W (см. рис. 2.7, б) зависят от диаметра выпрямительного элемента: $I = 18 + 110$ мм, $N = 11 + 19$ мм, $D = 12 + 45$ мм, $W = M5 + M24$.

Применяются также штыревые диоды со специальным корпусом: с плоским основанием и под запрессовку [7].

В таблеточных диодах (см. рис. 2.8) выпрямительный элемент 1 расположен между медными основаниями 2 и 8. Для повышения качества прижимных контактов между основаниями и выпрямительным элементом устанавливают прокладки 9 толщиной 100—200 мкм из отожженного серебра или другого материала. К керамическому корпусу 4 высокотемпературным

Все параметры приборов обозначаются буквами латинского алфавита: основные буквы прописные (для импульсных, средних, постоянных и действующих значений) и строчные (для мгновенных значений, изменяющихся во времени), индексы в основном прописными буквами (исключение составляют обозначения предельных значений \max — максимальное, \min — минимальное, crit — критическое и некоторых других).

Перечень основных параметров диодов и их обозначения приведены ниже.

По напряжению

U_{RRM} — предельное повторяющееся импульсное обратное напряжение;

U_{RSM} — предельное неповторяющееся импульсное обратное напряжение;

U_{FM} — импульсное прямое напряжение (характеризующее значение);

U_{TO} — пороговое напряжение (характеризующее значение).

По току

$I_{FAV\max}$ — предельный максимально допустимый средний прямой ток;

I_{FSM} — предельный ударный неповторяющийся прямой ток;

I_{RRM} — повторяющийся импульсный обратный ток (характеризующее значение).

По сопротивлению

r_T — дифференциальное сопротивление (характеризующее значение).

По коммутационным явлениям

Q_{rr} — заряд восстановления (характеризующее значение);

t_{rr} — время обратного восстановления (характеризующее значение).

По тепловым явлениям

$T_{j\max}$, $T_{j\min}$ — предельные температуры p — n -перехода соответственно максимально и минимально допустимые;

R_{thjc} — тепловое сопротивление "переход—корпус" (характеризующее значение).

По механической нагрузке к основным параметрам диодов относятся предельные крутящий момент и осевое усилие сжатия (для таблеточных), по надежности — вероятность безотказной работы в течение 25 000 ч.

Основной характеристикой диода является вольт-амперная характеристика (рис. 2.9), которая строится в импульсных (мгновенных) значениях $i_F(u_F)$.

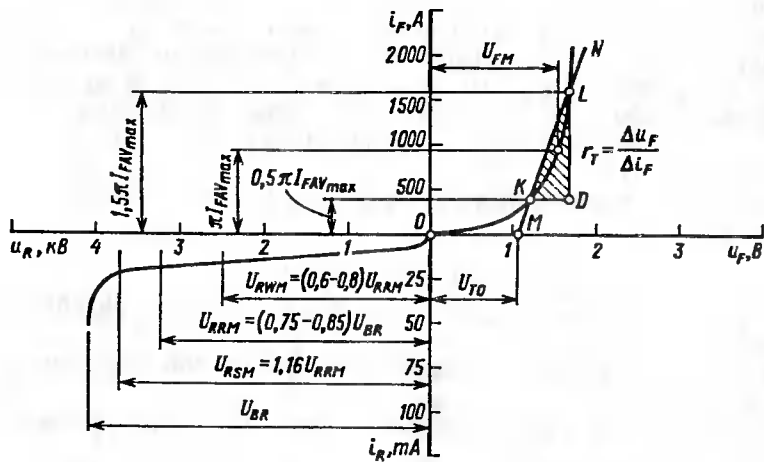


Рис. 2.9. Вольт-амперная характеристика и параметры таблеточного диода

Для преобразования средних значений однополупериодного синусоидального тока I_{FAV} в импульсные амплитудные значения I_{FM} используется соотношение $I_{FAV} = I_{FM}/\pi$.

Повторяющееся импульсное напряжение U_{RRM} — это наибольшее импульсное значение обратного напряжения, включающее в себя все повторяющиеся переходные, но исключая все неповторяющиеся переходные напряжения (рис. 2.10).

Значение повторяющегося напряжения для диода устанавливается в зависимости от напряжения пробоя U_{BR} (см. рис. 2.9). Число сотен вольт повторяющегося напряжения определяет класс диода: $K = U_{RRM}/100$. Рабочее допустимое напряжение $U_{RWM} = (0,7 + 0,8)U_{RRM}$.

Импульсное прямое напряжение U_{FM} определяется при токе $I_{FAV_{max}}$, умноженном на число π . Прямая ветвь ВАХ аппроксимируется по точкам K и L , полученным при прямых токах $0,5\pi I_{FAV_{max}}$ и $1,5\pi I_{FAV_{max}}$.

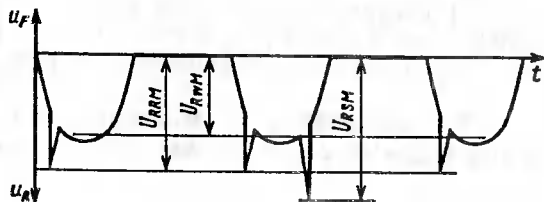


Рис. 2.10. График повторяющихся и неповторяющихся импульсных напряжений

Ток $I_{FAV_{max}}$ — это максимальное допустимое среднее за период значение прямого тока, длительно протекающего через диод, определяется при заданной температуре корпуса T_c , принимаемой равной 100—125 °C в схеме однополупериодного выпрямления синусоидального тока частотой 50 Гц. При этом полупроводниковая структура не должна нагреваться выше значения $T_{j_{max}}$. Током $I_{FAV_{max}}$ определяется тип диода.

Ток I_{FSM} определяет допустимое значение одиночного импульса прямого тока синусоидальной формы длительностью 10 мс в аварийном режиме. Обычно $I_{FSM} \approx (15 + 20) I_{FAV_{max}}$.

Температура полупроводниковой структуры T_j ввиду неоднородности ее определяется как некоторое усредненное значение, измеряемое в среднем за период тока. Величина $T_{j_{max}}$ отражает максимально допустимое значение температуры нагрева структуры. Это значение для диодов обычно 140 °C. Для новых приборов $T_{j_{max}} = 190$ °C для диодов с U_{RRM} до 1600 В, $T_{j_{max}} = 175$ °C для диодов с U_{RRM} до 2800 В, $T_{j_{max}} = 150$ °C для диодов с U_{RRM} до 4000 В.

Нагревание структуры определяется потерями в диоде от протекания прямого и обратного токов.

Среднее значение потерь за период T

$$P_{tot} = P_F + P_R = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_1} u_F i_F dt + \int_{t_1}^T u_R i_R dt \right). \quad (2.1)$$

При синусоидальном токе частотой 50 Гц потери от обратного тока P_R составляют (5—10) % потерь P_F . Поэтому в инженерной практике часто определяют лишь потери от прямого тока P_F , используя параметры аппроксимированной ВАХ:

$$u_F = U_{TO} + i_F r_T \quad (2.2)$$

Подставляя выражение (2.1) в формулу (2.2), получим

$$P_F = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} (U_{TO} + i_F r_T) i_F dt = U_{TO} \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_F dt + r_T \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_F^2 dt, \quad (2.3)$$

где $\frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_F dt = I_{FAV}$ — среднее значение прямого тока; $\frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_F^2 dt = I_{FRMS}^2$ — квадрат действующего значения прямого тока.

С учетом соотношения (2.3) выражение для потерь мощности в диоде примет вид:

$$P_F = U_{TO} I_{FAV} + r_T I_{FRMS}^2 = U_{TO} I_{FAV} + r_T k_\Phi^2 I_{FAV}^2, \quad (2.4)$$

где $k_\Phi = \frac{I_{FRMS}}{I_{FAV}}$ — коэффициент формы тока.

Для синусоиды $k_\Phi = 1,57$, а для других форм тока k_Φ зависит от углов проводимости и управления [15].

Отношение разности температур нагрева полупроводниковой структуры и корпуса к мощности потерь в диоде в установившемся режиме работы называется *тепловым сопротивлением переход—корпус*, °C/Вт:

$$R_{thjc} = \frac{T_j - T_c}{P_F}. \quad (2.5)$$

При измерениях R_{thjc} через диод пропускают постоянный ток. Тогда $P_F = U_F I_F$, где U_F и I_F — соответственно значения прямых напряжения и тока.

С учетом процессов рекомбинации носителей зарядов, накопившихся в ООЗ после прохождения прямого тока, восстановление непроводящего состояния $p-n$ -перехода длится некоторое время, называемое временем *обратного восстановления* t_{rr} (рис. 2.11). Время $t_{rr} = t_s + t_f$, где t_s — время запаздывания обратного напряжения, t_f — время спада обратного тока после окончания рекомбинации неосновных носителей. Для обычных диодов $t_{rr} = 5 + 8$ мкс, а для быстросовосстанавливающихся доли микросекунды.

Заряд обратного восстановления Q_{rr} составляет сотни и тысячи микрокулон.

Условное обозначение типа силовых диодов состоит из букв и цифр, указывающих его вид, подвид, модификацию, максимальный (предельный) ток в амперах, класс в сотнях вольт повторяющегося напряжения, группу по времени восстановления и пределы импульсного прямого напряжения (рис. 2.12).

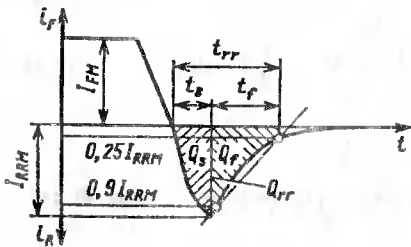


Рис. 2.11. График изменения тока диода и заряда обратного восстановления

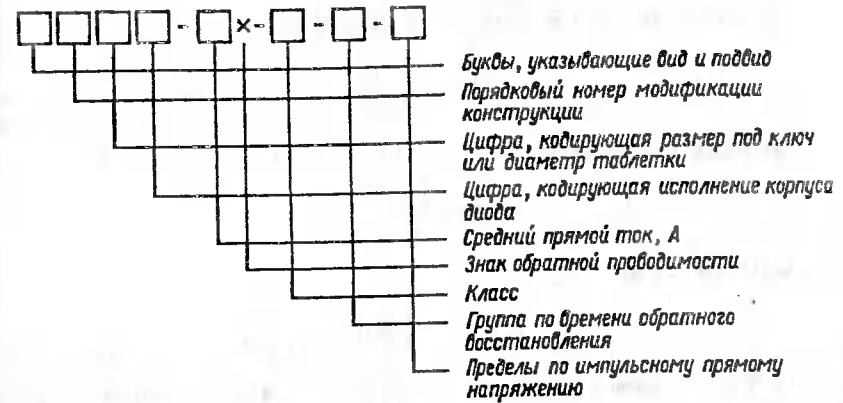


Рис. 2.12. Расшифровка условного буквенно-цифрового обозначения силовых диодов

Например, Д161-200Х-12-1,25-1,35 — диод штыревого исполнения с гибким выводом, номер модификации конструкции 1, размер шестигранника под ключ 32 мм, на максимально допустимый средний прямой ток 200 А, обратной полярности, 12-го класса, с ненормируемым временем обратного восстановления, с импульсным прямым напряжением 1,25—1,35 В [27].

В приложении 1 приведены основные данные современных отечественных силовых диодов.

Взаимосвязь основных параметров силовых диодов. Для применения диодов важно знать зависимости различных параметров от условий и режимов их работы. Эти зависимости приводятся в каталожно-справочных и информационных материалах на силовые диоды. Рассмотрим наиболее характерные из этих зависимостей. При некотором среднем прямом токе I_{FAV} в диоде выделяются потери мощности P_F . Этой мощности соответствует температура нагрева полупроводниковой структуры T , которая не должна превышать максимально допустимого значения T_{jmax} . Температура T_j при данной мощности потерь P_F определяется интенсивностью отвода выделившейся теплоты, определяемой тепловым сопротивлением. Полное тепловое сопротивление переход—окружающая среда R_{thja} включает в себя тепловые сопротивления переход—корпус R_{thjc} , охладителя R_{thfa} и контакта корпус—охладитель R_{thcf} . В состоянии теплового равновесия мощность выделяющихся потерь P_F при протекании тока I_{FAV} [выражение (2.4)] равна мощности, отводимой от полупроводниковой структуры и согласно выражению (2.5), определяемой соотношениями:

при контролируемой температуре корпуса

$$P_F = \frac{T_j - T_c}{R_{thjc}},$$

при учете температуры окружающей среды

$$P_F = \frac{T_j - T_a}{R_{thja}}.$$

Согласно этому

$$U_{TO} I_{FAV} + r_T k_{\Phi}^2 I_{FAV}^2 = \frac{T_j - T_i}{R_{thji}}, \quad (2.6)$$

где T_i и R_{thji} — соответственно температура и тепловое сопротивление при учете температуры корпуса или охлаждающей среды.

Решением квадратного уравнения (2.6) относительно среднего значения прямого тока является выражение

$$I_{FAV} = \sqrt{\left(\frac{U_{TO}}{2k_{\Phi}r_T}\right)^2 + \frac{T_j - T_i}{k_{\Phi}r_T R_{thji}}} - \frac{U_{TO}}{2k_{\Phi}r_T}. \quad (2.7)$$

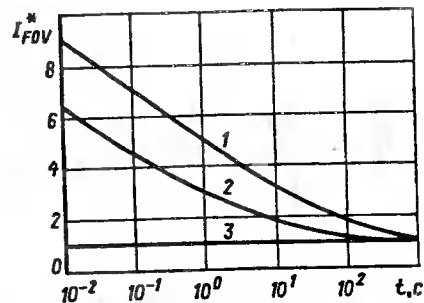
Анализ выражения (2.7) показывает, что с увеличением U_{TO} допустимый ток I_{FAV} уменьшается, с ростом T_j — увеличивается. Снижение теплового сопротивления также приводит к увеличению допустимого тока. Например, для диода, имеющего параметры аппроксимированной ВАХ $U_{TO} = 1,12$ В, $r_T = 0,70 \cdot 10^{-3}$ Ом, при температуре корпуса $T_c = 100$ °С, тепловом сопротивлении $R_{thjc} = 0,15$ °С/Вт, максимальной допустимой температуре полупроводниковой структуры $T_{jmax} = 140$ °С и коэффициенте формы $k_{\Phi} = 1,57$ получим:

$$I_{FAV} = \sqrt{\left(\frac{1,12}{2 \cdot 1,57^2 \cdot 0,7 \cdot 10^{-3}}\right)^2 + \frac{140 - 100}{1,57 \cdot 0,7 \cdot 10^{-3} \cdot 0,15}} - \frac{1,12}{2 \cdot 1,57^2 \cdot 0,7 \cdot 10^{-3}} = \sqrt{(323,7)^2 + 154000} - 323,7 = \sqrt{104782 + 154000} - 323,7 = \sqrt{258782} - 323,7 = 505 - 323,7 = 180 \text{ А}.$$

Условия охлаждения и форма тока существенно влияют на изменение допустимого тока конкретного типа диода.

Важное значение имеют зависимости тока перегрузки I_{FOV} от времени протекания. Ток перегрузки, превышающий значение длительного допустимого тока I_{FAVmax} , за время перегрузки не должен вызывать нагревание полупроводниковой структуры выше максимально

Рис. 2.13. Зависимость максимально допустимого прямого тока перегрузки I_{FOV}^* от времени t при различных отношениях предшествующего тока к предельному току $k = I_{FAV}/I_{FAVmax}$ ($1 - k = 0,2$; $2 - k = 0,6$; $3 - k = 1,0$)



допустимой температуры T_{jmax} . Перегрузочная способность диодов ограничена теплоемкостью его конструктивных элементов и весьма невелика.

Рассмотрим типичные зависимости максимально допустимого тока перегрузки силовых диодов в относительных единицах I_{FOV}^* от времени перегрузки t (рис. 2.13). Перегрузочная способность зависит, прежде всего, от предшествующей температуры нагрева, определяемой током нагрузки перед режимом перегрузки. Если ток диода, предшествующий режиму перегрузки, меньше предельного тока, то время перегрузки может составлять единицы и десятки секунд при кратности тока перегрузки I_{FOV} не более 3—4. Максимальная перегрузка с кратностью примерно 8—10 может быть получена при длительности 10 мс, т.е. в течение одного полупериода при частоте 50 Гц. Если же через диод проходит предельный ток, то перегрузка не допустима.

Специальные типы диодов. К таким типам условно относятся стабилитроны, туннельные диоды, диоды Шоттки, светодиоды, фотодиоды, варикапы, диоды Ганна.

Стабилитроны — это диоды с контролируемым лавинообразованием (рис. 2.14).

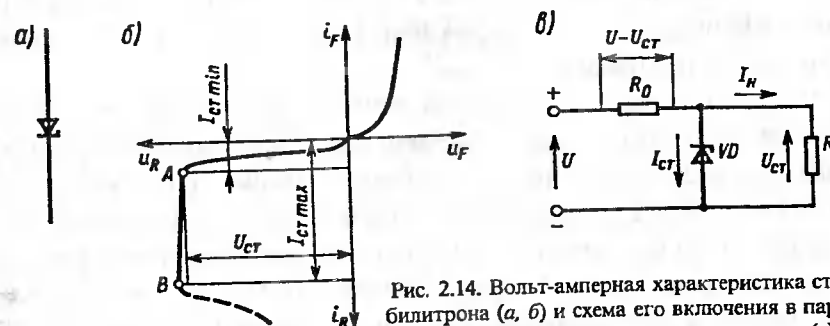


Рис. 2.14. Вольт-амперная характеристика стабилитрона (а, б) и схема его включения в параметрическом стабилизаторе напряжения (в)

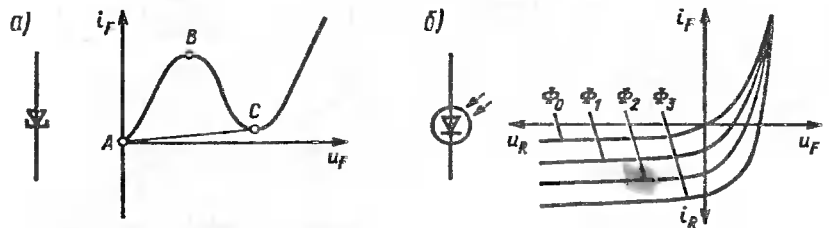


Рис. 2.15. Условные обозначения и вольт-амперные характеристики туннельного диода (а) и фотодиода (б)

Для стабилитрона рабочим участком ВАХ является отрезок АВ, ограниченный минимальным $I_{ст\ min}$ и максимальным $I_{ст\ max}$ обратным токами $p-n$ -перехода. На этом участке напряжение $U_{ст}$ на $p-n$ -переходе остается стабильным и равным напряжению пробоя U_{BR} . Структура находится в состоянии лавинного пробоя. При этом структура рассеивает столько теплоты, сколько выделяется при протекании обратного тока. Если термодинамическое равновесие нарушено при увеличении тока, то происходит необратимый тепловой пробой $p-n$ -перехода.

Туннельные диоды (рис. 2.15), впервые предложенные японским ученым Есаки, могут быть использованы в качестве активных элементов генераторов электрических сигналов. Это определяется их специфической N -образной характеристикой в прямом направлении. Участок АВ характеризуется действием механизма туннельного перехода, а падающий участок ВС отображает снижение туннельного эффекта по мере увеличения прямого тока на $p-n$ -переходе. Этот участок является рабочим для туннельного диода. В туннельных диодах ширина ООЗ очень мала (примерно 10 нм) из-за высокой концентрации легирующих примесей.

Фотодиоды представляют собой приборы, действие которых основано на фотогальваническом эффекте или облучении $p-n$ -перехода. Фотодиод включается в цепь в обратном направлении и при отсутствии освещения пропускает очень незначительный (темновой) обратный ток. При облучении $p-n$ -перехода квантами света генерируются пары "электрон — дырка", и ток диода возрастает благодаря наличию неосновных носителей заряда. Фотодиоды применяют в устройствах ввода и вывода информации для ЭВМ, фотометрии, автоматике.

Назначение и классификация транзисторов. Транзистор (от английского слова transfer of resistor — преобразователь сопротивления) представляет собой полностью управляемый полупроводниковый прибор, обладающий свойством усиления электрических сигналов. Широко применяются биполярные и полевые (униполярные) транзисторы (рис. 2.16).

Биполярные транзисторы (рис. 2.17) — полупроводниковые приборы с двумя взаимодействующими электронно-дырочными переходами и с тремя или более выводами (эмиттер, коллектор, база), усилительные свойства которых обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда. Работа транзистора зависит от носителей обеих полярностей (отсюда термин "биполярный"). По структуре полупроводникового кристалла транзистор может быть выполнен $p-n-p$ - или $n-p-n$ -типа (см. рис. 2.16, а).

Структура транзистора (см. рис. 2.16, б) содержит области эмиттера Э, коллектора К и базы Б, разделенные эмиттерным П1 и коллекторным П2 переходами. Исторически биполярный транзистор предложен первым в 1949 г. В. Шокли. Первые транзисторы были, главным образом, $p-n-p$ -типа и изготавливались методами сплавной технологии. Большинство современных транзисторов типа $n-p-n$ и изготавливаются они методами селективной диффузии через оксид-

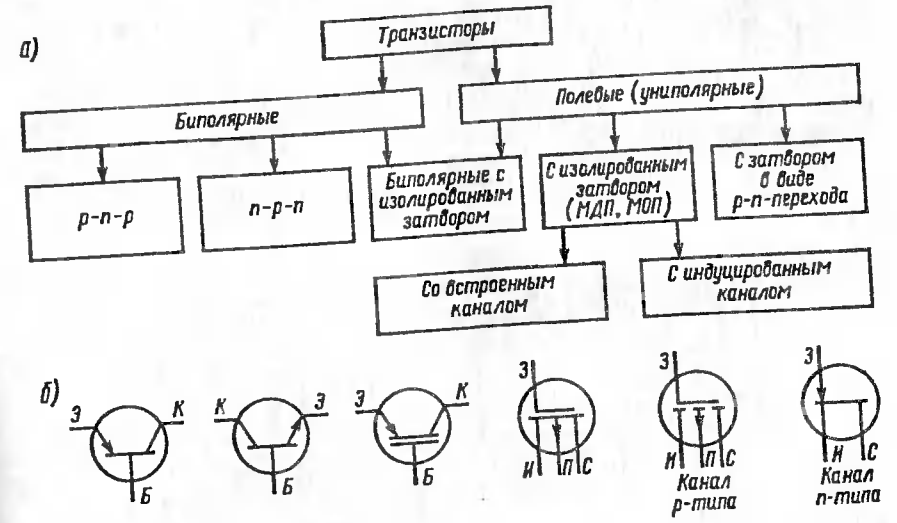


Рис. 2.16. Классификация (а) и условное графическое обозначение (б) транзисторов

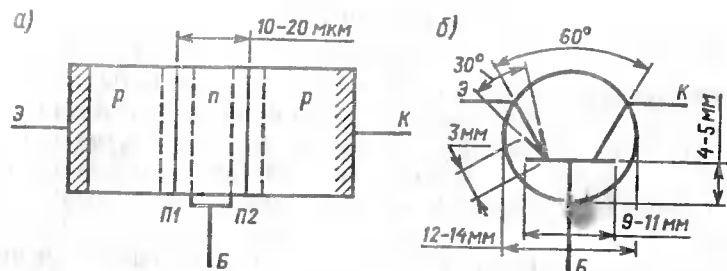


Рис. 2.17. Структура полупроводникового кристалла (а) и условное графическое обозначение (б) биполярного транзистора $p-n-p$ -типа

ные маски. Транзисторы $n-p-n$ -типа выполняются на высокие значения напряжения, на их основе созданы мощные переключающие приборы.

Полевые транзисторы — полупроводниковые приборы, усилительные свойства которых обусловлены потоком основных носителей заряда, протекающих через проводящий канал и управляемых электрическим полем. Работа транзисторов зависит от носителей заряда одной полярности (отсюда термин "униполярные"). Название "полевой" произошло от управляющего электрического поля. Полупроводниковый кристалл содержит канал, который имеет три или четыре вывода: исток I , сток C , затвор Z и подложка $П$ (рис. 2.18). Через исток носители втекают в канал, через сток — вытекают из канала. Затвор является управляющим электродом.

Полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом предложил в 1952 г. В. Шокли, с изолированным затвором в 1960 г. М. Атолла и Д. Канг. Структура полупроводникового кристалла и металлический изолированный затвор разделяются тонкой пленкой диэлектрика, в связи с чем транзисторы с изолированным затвором получили на-

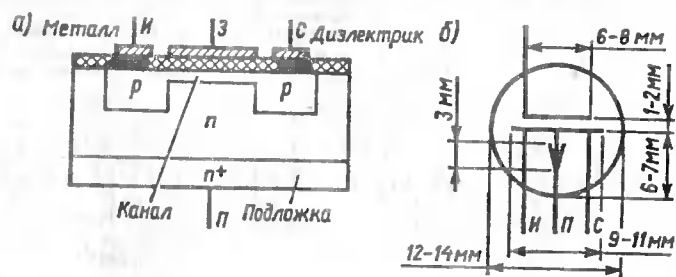


Рис. 2.18. Структура полупроводникового кристалла (а) и условное графическое обозначение (б) полевого транзистора с изолированным затвором и каналом p -типа

звание транзисторов МДП-типа. В качестве диэлектрика в основном используется пленка двуокиси кремния (SiO_2), поэтому применяется также название МОП-транзисторы. Канал может быть технологически встроен в структуру или наведен (индуцирован) электрическим полем.

Характерной особенностью полевых транзисторов является большое входное сопротивление. Но транзисторы этого типа имеют большее напряжение в открытом состоянии и, следовательно, имеют более высокие потери от тока в канале, что ограничивает их мощность. Предложены комбинированные транзисторы — биполярные с изолированным затвором, сочетающие преимущества биполярного (малое напряжение во включенном состоянии) и полевого (высокое входное сопротивление) транзисторов. На основе таких транзисторов создаются мощные переключающие полностью управляемые приборы.

По материалу полупроводникового кристалла транзисторы могут быть германиевыми, кремниевыми, на основе бинарных соединений GaAs, SiC, GaP.

Классификация транзисторов может быть по рассеиваемой мощности: малой (меньше 0,3 Вт), средней (до 1,5 Вт) и большой (более 1,5 Вт).

Различают также транзисторы по предельной частоте: низкой (до 3 МГц), средней (до 30 МГц), высокой (до 300 МГц) и сверхвысоко-частотные (свыше 300 МГц).

В буквенных обозначениях напряжений, токов, мощностей и др. будем использовать индексы, соответствующие первым буквам английских слов: для биполярных транзисторов эмиттер — e , коллектор — c , база — b ; для полевых транзисторов исток — s (от английского слова *source* — исток), сток — d (от английского слова *drain* — сток), затвор — g (от английского слова *gate* — ворота).

На первом этапе развития транзисторы использовались исключительно в слаботочных цепях радиоэлектроники, автоматики, где они заменили электронные лампы. Разработаны также мощные транзисторы на токи до нескольких сотен ампер и на напряжение до 1000 В. На их основе разрабатываются современные преобразователи средней мощности до нескольких сотен киловатт.

Физические процессы в биполярных транзисторах и схемы их включения. Рассмотрим процессы в транзисторе типа $p-n-p$ (рис. 2.19). Процессы в $n-p-n$ транзисторах аналогичны.

Особенностями выполнения структуры полупроводникового кристалла являются следующие: малая концентрация легирующих примесей в области базы по сравнению с областями эмиттера и коллектора ($p_p \gg p_n$), ширина базовой области не превышает длины свободного пробега основных носителей заряда ($l_b \approx L_p$, не более 10–20 мкм). Включим такую структуру по схеме (рис. 2.19), когда один источник

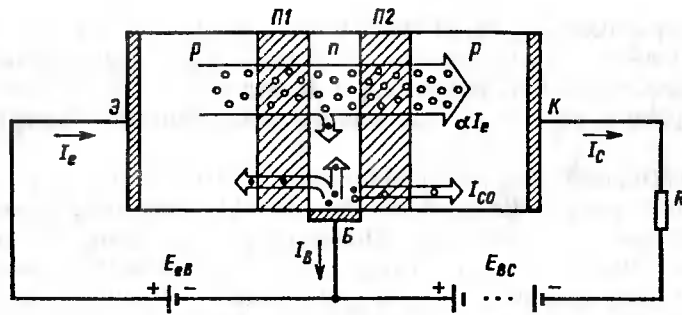


Рис. 2.19. Схема включения биполярного транзистора в электрическую схему с внешними источниками ЭДС

ЭДС E_{eb} находится во входной цепи между эмиттером и базой и смещает эмиттерный переход в прямом направлении, а другой E_{bc} — в выходной цепи с нагрузкой R между базой и коллектором и смещает коллекторный переход в обратном направлении.

Состояние коллекторного перехода без учета E_{eb} характеризуется теми же процессами, что и в обратносмещенном $p-n$ -переходе. Через переход $П2$ протекает небольшой тепловой ток коллектора I_{co} , обусловленный генерацией пар электрон—дырка и экстракцией неосновных носителей. Высота потенциального барьера увеличена на значение E_{bc} , ширина ООЗ перехода $П2$ также увеличена.

В действительности переход $П1$ смещен источником E_{eb} в прямом направлении. Высота его потенциального барьера и ширина ООЗ $П1$ уменьшены. Под действием сил диффузии дырки из области эмиттера, а электроны из области базы диффундируют в противоположные области через переход $П1$, так как электродинамическое равновесие нарушено электрическим полем внешнего источника E_{eb} , уменьшившим силы внутреннего электрического поля $p-n$ -перехода. В результате происходит интенсивное движение носителей в области, где они являются неосновными — дырок в область базы, а электронов в очень небольшом количестве (малая концентрация примесей в базе) в область эмиттера. В результате инжекции через $П1$ протекает ток эмиттера I_e , в основном определяемый потоком дырок.

Так как ширина базы $l_b \approx L_p$, то большая часть дырок, инжектированных в базу, достигает ООЗ коллекторного перехода, где они захватываются полем перехода $П2$ как неосновные носители и перебрасываются в область коллектора. Таким образом, в цепи коллектора устанавливается ток I_c , пропорциональный току эмиттера I_e . Уменьшая или увеличивая ток I_e , можно пропорционально уменьшать или увеличивать ток I_c . Следовательно, можно плавно управлять сопротивлением коллекторного перехода.

В этом заключается свойство полной управляемости транзистора. Так как в цепи коллектора включен источник E_{bc} , то благодаря его энергии достигается усиление мощности сигнала на выходе. Усиление определяется тем, что при равных токах эмиттера и коллектора, напряжение эмиттерной цепи меньше, чем коллекторной.

Отношение тока коллектора, определяемого дырками, I_{cp} к току эмиттера I_e называется *интегральным (статическим) коэффициентом передачи тока эмиттера* (рис. 2.20):

$$A = I_{cp}/I_e. \quad (2.8)$$

При переменном сигнале с малой амплитудой (режиме малого сигнала) используют дифференциальный коэффициент передачи тока эмиттера:

$$\alpha = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e}, \text{ при } U_{bc} = \text{const}. \quad (2.9)$$

Для малых сигналов $\alpha \approx A$.

В современных транзисторах $\alpha = 0,95 + 0,999$.

Коэффициент α зависит от физических параметров транзистора

$$\alpha = \gamma \delta M, \quad (2.10)$$

где γ — коэффициент инжекции, определяемый в данном случае долей дырок в общем токе эмиттера; $\gamma = I_{ep}/I_e$, $\gamma \approx 0,98 + 0,997$; δ — коэффициент переноса неосновных носителей в базе (коэффициент рекомбинации), в рассматриваемом случае — дырок, зависит от рекомбинации неосновных носителей в базе, $\delta = I_{cp}/I_{ep}$, $\delta \approx 0,95 + 0,999$; M — коэффициент размножения носителей, учитывающий увеличение тока коллектора при высоких обратных напряжениях вследствие ударной ионизации.

В нормальных режимах работы можно полагать $M = 1$.

Коэффициент передачи тока эмиттера зависит от значения тока эмиттера I_e и от частоты его изменения f .

При малых значениях I_e коэффициент α уменьшается вследствие снижения δ из-за низкой скорости движения дырок при малом градиенте концентрации дырок в базе и относительного увеличения числа

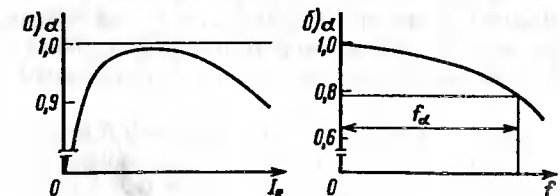


Рис. 2.20. Зависимость коэффициента передачи тока эмиттера от тока (а) и частоты (б)

рекомбинировавших дырок. При больших значениях I_e происходит снижение α из-за уменьшения γ вследствие более интенсивной рекомбинации при повышенной концентрации дырок в базе.

С увеличением частоты f переменных сигналов период повторяемости становится соизмеримым с временем диффузии в базе. Это приводит к снижению α . Частота, при которой α уменьшается в $\sqrt{2}$, называется *граничной частотой* f_α .

Изменение напряжения U_{bc} , приложенного между областями базы и коллектора, приводит к изменению эффективной ширины базы. Это явление называется *модуляцией* базы, или *эффектом Эрли*. Модуляция базы приводит к зависимости α от напряжения на коллекторном переходе. При определенном напряжении ширина коллекторного перехода становится настолько большой, что ООЗ П2 соединяется с ООЗ П1. Такое явление называется *эффектом смыкания*. Соответствующее напряжение называется *напряжением смыкания*. Модуляция базы приводит к внутренней обратной связи в биполярном транзисторе: с увеличением обратного напряжения при том же токе I_e требуется более низкое напряжение на эмиттерном переходе. Ток базы транзистора определяется электронной составляющей тока эмиттера I_{en} , рекомбинационной дырочной составляющей I_{bp} , а также тепловым током I_{co} (см. рис. 2.19):

$$I_b = I_{en} + I_{bp} - I_{co}. \quad (2.11)$$

Соотношение для токов транзистора составляется по первому закону Кирхгофа:

$$I_e = I_c + I_b, \quad (2.12)$$

где $I_e = I_{ep} + I_{en}$.

С учетом теплового тока I_{co} и соотношений (2.8) и (2.12) токи I_c и I_b можно выразить через I_e :

$$I_c = I_{cp} + I_{co} = \alpha I_e + I_{co}, \quad (2.13)$$

$$I_b = (1 - \alpha) I_e - I_{co}. \quad (2.14)$$

Рассмотренное включение транзистора называется схемой с *общей базой* (ОБ). Это определяется тем, что входная и выходная цепи имеют общую точку на базовом электроде транзистора. Эту же структуру $p-n-p$ можно включить иначе (рис. 2.21).

Соотношение для токов в этой схеме

$$I_e = I_c + I_b; \quad (2.15)$$

$$I_c = \alpha I_e + I_{co};$$

откуда

$$I_e = \frac{I_c - I_{co}}{\alpha}. \quad (2.16)$$

Подставив выражение (2.16) в формулу (2.15), получим

$$\begin{aligned} \frac{I_c - I_{co}}{\alpha} &= I_c + I_b; \quad I_c - I_{co} = \alpha I_c + \\ &+ \alpha I_b; \quad I_c(1 - \alpha) = \alpha I_b + I_{co}; \end{aligned}$$

откуда

$$I_c = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_b + \frac{1}{1 - \alpha} I_{co}. \quad (2.17)$$

Здесь $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ — коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером. Для $\alpha = 0,95 + 0,999$, $\beta = 50 + 999$. Таким образом, в данной схеме, называемой схемой с *общим эмиттером* (ОЭ), достигается усиление входного тока I_b . Одновременно с этим имеется усиление сигнала по напряжению. Эта особенность схемы ОЭ обеспечивает наибольшее усиление электрического сигнала по мощности. С учетом коэффициента β ток коллектора для данной схемы

$$I_c = \beta I_b + (\beta + 1) I_{co}. \quad (2.18)$$

Транзисторную $p-n-p$ структуру можно включить и третьим способом с *общим коллектором* (ОК).

Схемы ОБ (рис. 2.22, а) и ОЭ (рис. 2.22, б) изменяют (инвертируют) фазу выходного сигнала на 180° . В схеме ОК (рис. 2.22, в) выходной сигнал находится в фазе со входным и повторяет его форму. Поэтому схема ОК называется *эмиттерным повторителем*.

Транзисторная $p-n-p$ структура симметрична, поэтому ее принципиально возможно включать в схему, изменив место подключения эмиттера и коллектора. Такое включение называется *инверсным*. В инверсном включении передача входного тока ухудшается вследствие меньшей площади эмиттерного перехода. Рассеиваемая мощность транзистора в инверсном режиме ниже, а следовательно, допустимый ток меньше.

Таким образом, транзистор включается в электрическую цепь для усиления сигнала. Усиление может быть только по напряжению $K_u = U_{вых}/U_{вх}$, только по току $K_i = I_{вых}/I_{вх}$ и по току и по

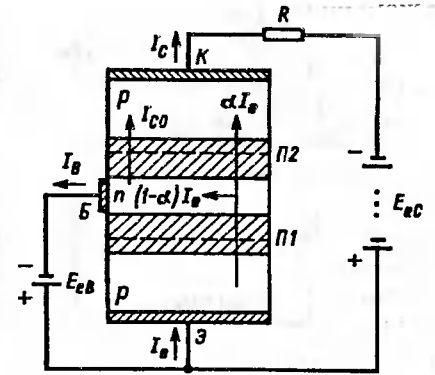


Рис. 2.21. Схема включения транзисторной $p-n-p$ -структуры с общим эмиттером

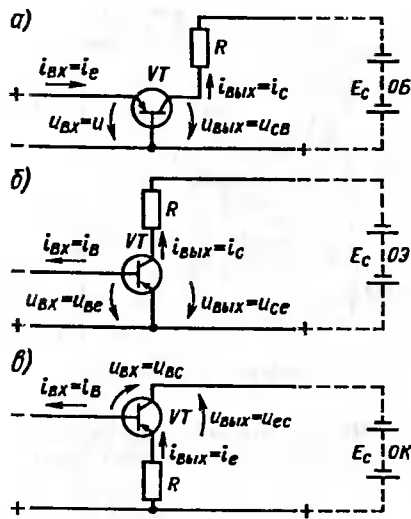


Рис. 2.22. Схемы включения биполярного транзистора

напряжению (по мощности)

$$K_p = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} I_{\text{вх}}} = K_u K_i$$

Наилучшими свойствами усиления по напряжению обладает схема ОБ, по току — схема ОК, а по мощности — схема ОЭ. Схема ОЭ находит наиболее широкое применение в импульсных схемах, в силовых переключающих устройствах.

Режимы работы и характеристики биполярных транзисторов. Зависимости между напряжениями и токами оцениваются входными, выходными вольт-амперными и проходными характеристиками. Свойства собственно статическими характеристиками, а свойства в схеме с нагрузкой — квазистатическими (нагрузочными) характеристиками.

Характеристики определяются для конкретной схемы включения транзистора. Рассмотрим характеристики для наиболее распространенной схемы с ОЭ.

Статические входные ВАХ $I_b(U_{be})$ при $U_{ce} = \text{const}$ и выходные ВАХ $I_c(U_{ce})$ при $I_b = \text{const}$ снимаются при постоянном токе (рис. 2.23).

Входными являются напряжение U_{be} и ток I_b и отсчитываются по показаниям милливольтметра VI и микроамперметра или миллиамперметра AI . Входное напряжение задается потенциометром $R1$, подключенным к источнику E_1 . Выходными являются I_c и U_{ce} , отсчитываемые по миллиамперметру или амперметру $A2$ и вольтметру $V2$. Напряжение U_{ce} задается потенциометром $R2$, подключенным к источнику E_2 .

Семейство входных характеристик снимается для нескольких значений $U_{ce} = \text{const}$, обычно при U_{ce} , равном 0; 3; 5; 10; 15 В. Выходные характеристики снимаются для нескольких значений $I_b = \text{const}$ с интервалом до 50—200 мА.

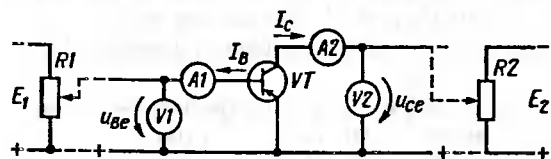


Рис. 2.23. Схема измерения статических характеристик транзистора, включенного по схеме ОЭ

Входные характеристики $I_b(U_{be})$ при $U_{ce} = \text{const}$ (рис. 2.24, а) отражают зависимость тока базы от напряжения база—эмиттер при фиксированном напряжении коллектор—эмиттер. При $U_{ce} = 0$ характеристика соответствует прямой ветви ВАХ двух $p-n$ -переходов ($\Pi1$ и $\Pi2$), включенных параллельно. Ток базы при этом равен сумме токов эмиттера и коллектора, смещенных от E_1 в прямом направлении. При $|U_{ce}| > 0$ ток базы уменьшается, что соответствует смещению характеристик вниз. В токе I_b присутствует составляющая I_{co} . Поэтому при $|U_{ce}| > 0$ входные характеристики исходят из точки с отрицательным значением тока базы, равным I_{co} . Дальнейшее увеличение $|U_{ce}|$ также смещает характеристики к оси абсцисс вследствие уменьшения тока I_b из-за эффекта модуляции базы.

Выходные характеристики $I_c(U_{ce})$ при $I_b = \text{const}$ (рис. 2.24, б) отражают зависимость тока коллектора от напряжения на коллекторе. В этих кривых можно выделить три участка: начальный (крутой), относительно слабой зависимости I_c от U_{ce} (пологий), пробоя коллекторного перехода. На первом участке к переходу $\Pi2$ напряжение приложено в прямом направлении от входного источника. По мере увеличения напряжения $|U_{ce}|$ происходит компенсация этого напряжения, что вызывает увеличение тока I_c . На границе первого участка (точки K) переход $\Pi2$ получит обратное смещение от выходного источника. Точкам перехода от первого участка ко второму соответствует напряжение 0,5—1,5 В. На первом участке транзистор находится в режиме насыщения, когда количество инжектированных в базу неосновных носителей превышает потребное его число для реализации тока. Указанная область называется областью насыщения (область I на рис. 2.24, б).

На втором участке выходные характеристики имеют небольшой наклон к оси абсцисс, определяемый эффектом модуляции базы. Все неосновные носители, инжектированные в базу, реализуются на поддержание тока коллектора, изменяющегося в соответствии с выражением (2.18). Выходные характеристики при одинаковых приращениях тока I_b не эквидистантны, так как коэффициент β зависит от тока (см. рис. 2.20, а и зависимость $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$). Область характеристик, лежащая от точек насыщения K вправо до загиба при пробое, называется активной областью (II на рис. 2.24, б).

Через вывод базы протекают два встречных тока I_{co} и $(1 - \alpha) I_e$ [см. соотношение (2.14)]. Нулевое значение тока базы ($I_b = 0$) достигается при равенстве указанных составляющих, т.е. $(1 - \alpha) I_e = I_{co}$. Нулевому входному току ($I_b = 0$) соответствуют ток эмиттера $I_e = I_{co} / (1 - \alpha) = (1 + \beta) I_{co}$ и ток коллектора $I_c = \alpha I_e + I_{co} = \alpha I_{co} / (1 - \alpha) + I_{co} = (1 + \beta) I_{co}$. При нулевом токе базы

через транзистор в схеме ОЭ протекает ток, называемый начальным или сквозным током $I_{сн} = (1 + \beta)I_{с0}$. Поэтому в схеме ОЭ ток коллектора при нулевом входном токе в $(1 + \beta)$ раз больше теплового тока обратносмещенного коллекторного перехода.

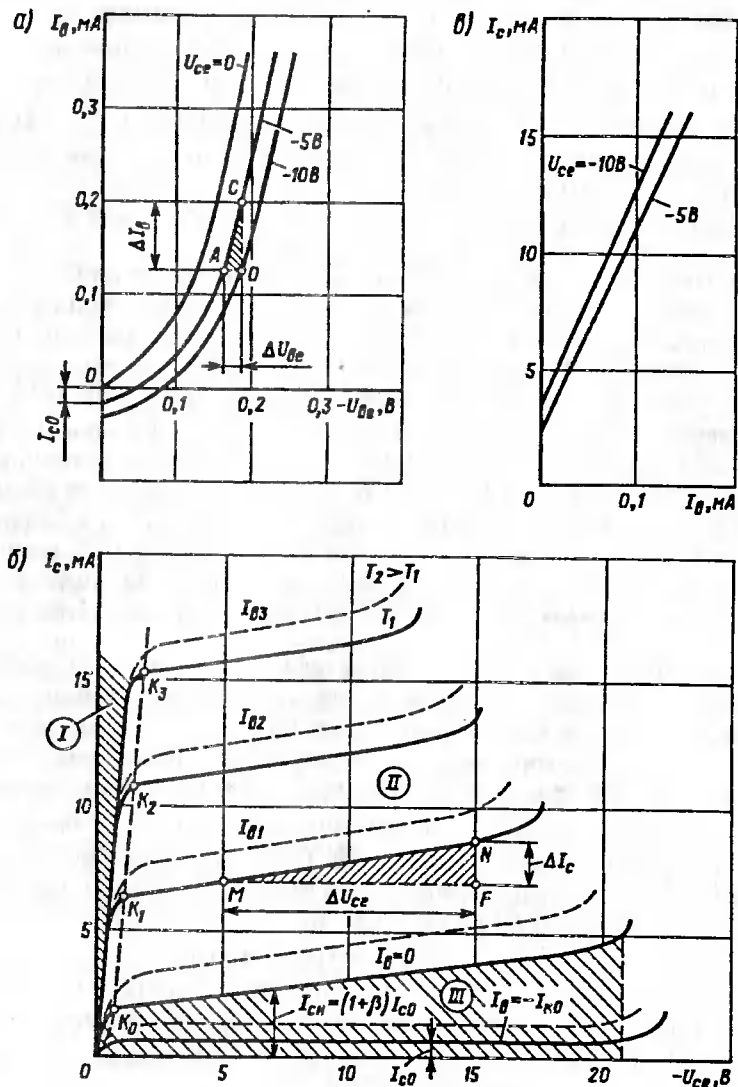


Рис. 2.24. Входные (а), выходные (б) и проходные (в) статические характеристики транзистора, включенного по схеме ОЭ

Область характеристик, лежащая ниже кривой $I_b = 0$, называется областью отсечки (III на рис. 2.24, б).

Из-за эффекта сквозного тока в схеме ОЭ нельзя допускать включение транзистора с разомкнутой цепью базы. Это может вызвать неконтролируемое увеличение тока коллектора и тепловой пробой $p-n-p$ -структуры.

Третий участок выходных характеристик отражает пробой коллекторного перехода при повышении напряжения выше допустимого. Пробой сопровождается резким нарастанием тока I_c с последующим вторичным (тепловым) пробоем структуры.

Выходные характеристики подвержены температурным смещениям. Это объясняется температурной нестабильностью начального тока коллектора $I_{сн}$ из-за повышения скорости генерации пар электрон-дырка с ростом температуры. Значение этого тока удваивается на каждые $5-10^\circ\text{C}$.

Проходные характеристики (передачи тока) $I_c(I_b)$ при $U_{ce} = \text{const}$ (рис. 2.24, в) линейны вследствие слабой зависимости коэффициента передачи тока $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ от тока базы. С увеличением U_{ce} из-за модуляции базы увеличивается коэффициент передачи тока и ток коллектора I_c немного увеличивается при том же токе базы I_b .

Итак, при работе транзистора во всем поле выходных характеристик возможны режим насыщения, при котором оба перехода смещены в прямом направлении, режим отсечки, при котором оба перехода смещены в обратном направлении, и активный режим, при котором эмиттерный проход смещен в прямом, а коллекторный в обратном направлении. В схемах усиления транзистор работает в активном режиме (малого сигнала), а в переключаемых схемах находится в режиме насыщения или отсечки, кратковременно переключаясь в активный режим в процессе перехода из режима насыщения в режим отсечки и обратно (большого сигнала).

Для схем включения транзистора ОБ и ОК порядок измерения характеристик, их вид и режимы работы сходны с рассмотренными для схемы ОЭ. Существенными особенностями для схемы ОБ являются: меньший ток коллектора при $I_b = 0$, меньший наклон второго участка, слабое температурное смещение характеристик; для схемы ОК — аналогичность выходных характеристик схеме ОЭ, входное напряжение U_{bc} примерно равное выходному напряжению U_{ec} , отсутствие усиления по напряжению.

Режим работы транзистора с включенной нагрузкой в выходной цепи называется режимом нагрузки. При работе транзистора в этом режиме в его входную цепь подают переменный (гармонический или импульсный) сигнал, а в выходную включают нагрузочный резистор, обмотку трансформатора или реле. Так как процесс работы транзистора связан с изменением его состояния во времени, нагрузочный

режим можно считать квазистатическим. Нагрузочные характеристики можно получить экспериментально или построить графически по статическим характеристикам.

Схема включения транзистора с нагрузкой в коллекторной цепи, входным переменным сигналом и источниками питания в коллекторной (выходной) цепи и цепи смещения на входе называется *усилительным каскадом* (рис. 2.25). На выходные характеристики нанесены ограничения по максимальным значениям тока коллектора $I_{c\max}$, напряжения коллектор—эмиттер U_{ce0} и мощности, рассеиваемой на коллекторе $P_{c\max} = U_{ce} I_c = \text{const}$.

Нагрузочные характеристики строятся в рабочей области, ограниченной максимальными значениями тока, напряжения и мощности. Для выходной цепи (см. рис. 2.25, а) на основании второго закона Кирхгофа можно записать уравнение равновесия

$$U_{ce} = E_c - R_c I_c. \quad (2.19)$$

Из соотношения (2.19) следует, что с увеличением I_c напряжение U_{ce} уменьшается, так как увеличивается падение напряжения на сопротивлении нагрузки $U_{R_c} = I_c R_c$. Таким образом, изменение напряжения и тока входной цепи приводит к одновременному изменению не только выходного тока, но и выходного напряжения U_{ce} . Уравнение (2.19) является уравнением прямой, которую можно построить по двум точкам, соответствующим: холостому ходу (А) ($I_c = 0$ и $U_{ce} = E_c$) и короткому замыканию (В) ($U_{ce} = 0$ и $I_c = E_c / R_c$). Прямая АВ называется *нагрузочной прямой*. Она имеет рабочий участок А'В'. По нагрузочной прямой (см. рис. 2.25, в) строится входная нагрузочная характеристика (см. рис. 2.25, б) по соответствующим токам базы и напряжениям U_{ce} (а, О, б). За входную нагрузочную характеристику принимается одна из статических (обычно для $U_{ce} = -5$ В). Для полного воспроизведения на выходе усиливаемого входного сигнала

источника i_{ex} с помощью источника смещения постоянного тока E_{be} задают точку покоя (рабочую точку) усилительного каскада (точка О на рис. 2.25), которой соответствует определенный постоянный ток покоя на входе $I_{b(O)}$ и на выходе $I_{c(O)}$ при отсутствии переменного сигнала. Выбором значения E_{be} можно задать необходимый режим (класс) усиления.

Параметры биполярных транзисторов. Различают электрические параметры, предельные эксплуатационные данные и параметры эквивалентных схем (параметры схемы замещения).

Электрические параметры

$f_{h21}(f_\alpha)$ — предельная частота коэффициента передачи тока транзистора;

$h_{21\beta}(\beta)$ — статический коэффициент передачи тока в схеме ОЭ;

$U_{ce0}(U_{кэ о гр})$ — граничное напряжение транзистора;

$U_{ce н}(U_{кэ нас})$ — напряжение насыщения коллектор—эмиттер;

$U_{eb н}(U_{эб нас})$ — напряжение насыщения эмиттер—база;

$C_c(C_k)$ — емкость коллекторного перехода;

$C_e(C_э)$ — емкость эмиттерного перехода;

$I_{co}(I_{кбо})$ — обратный ток коллектора;

$I_{eo}(I_{эбо})$ — обратный ток эмиттера.

Предельные эксплуатационные параметры

$U_{(BR) ce0}(U_{кб})$ — постоянное напряжение коллектор—база;

$(U_{эб})$ — постоянное напряжение эмиттер—база;

$P_{c \max}(P_k)$ — постоянная рассеиваемая мощность коллектора;

$T_{\max}(T_n)$ — температура перехода.

Параметры для эквивалентных схем транзистора. Наибольшее применение находят эквивалентные схемы транзистора как четырехполюсника и физические эквивалентные схемы. Для эквивалентной схемы четырехполюсника может быть предложено шесть систем параметров: Z, Y, H, S, B и A в зависимости от того, какие величины из двух входных (U_1, I_1) и двух выходных (U_2, I_2) приняты за независимые. Наиболее распространена система h-параметров, в которой за независимые приняты I_1 и U_2 .

Уравнения транзистора как четырехполюсника в системе h-параметров имеют вид:

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2; \quad (2.20)$$

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

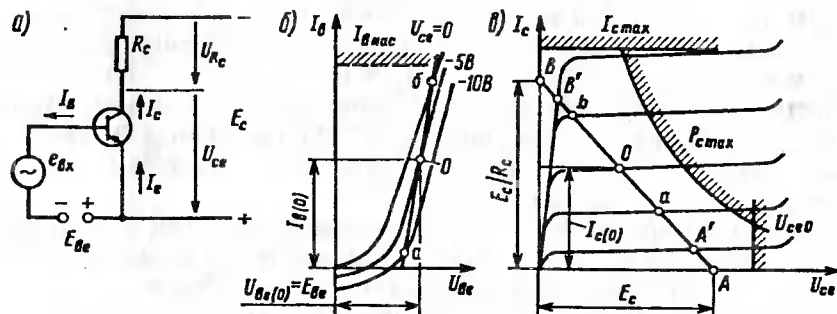


Рис. 2.25. Схема усилительного каскада на транзисторе по схеме ОЭ (а) и нагрузочные характеристики (б, в)

В уравнениях (2.20) h -параметры имеют определенный физический смысл: при $U_2 = 0$ $h_{11} = U_1/I_1$ — входное сопротивление; при $I_1 = 0$ $h_{12} = U_1/U_2$ — коэффициент обратной связи по напряжению; при $U_2 = 0$ $h_{21} = I_2/I_1$ — коэффициент передачи тока; при $I_1 = 0$ $h_{22} = I_2/U_2$ — выходная проводимость.

Значения h -параметров можно определить по входным и выходным статическим характеристикам (см. рис. 2.24, в) с помощью характеристических треугольников ACO и MNF (например, $h_{22} = \Delta I_c / \Delta U_{ce} = NF/MF$).

Физические эквивалентные схемы больше применяются в расчетах. Их конфигурация изменяется в зависимости от схемы включения, а параметры остаются неизменными. Эти параметры называются *физическими* или *внутренними* (собственными). Рассмотрим физическую эквивалентную схему для включения ОЭ в виде T -образной схемы (рис. 2.26, а) и схемную модель биполярного транзистора в режиме малого сигнала (линейная модель) (рис. 2.26, б) на основе физической эквивалентной схемы. Значения r_b , r_e , r_c представляют собой сопротивления базы, эмиттера и коллектора соответственно. Они могут быть определены по h -параметрам:

$$\begin{aligned} r_e &= h_{123}/h_{223}, \\ r_b &= h_{113} - \frac{h_{123}}{h_{113}}(1 + h_{213}), \\ r_c &= (1 + h_{213})/h_{223}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Величины C_{be} и C_{ce} представляют собой собственные емкости эмиттерного и коллекторного переходов.

В модель (см. рис. 2.26, б) входят $r_{bb'}$ — сопротивление базы; сопротивление эмиттерного перехода $r_{b'e} = \varphi_T(1 + \beta)/i_e \approx \varphi_T \beta/i_e$; емкость эмиттерного перехода $C_{b'e} = \beta/(2\pi f_T r_{b'e})$.

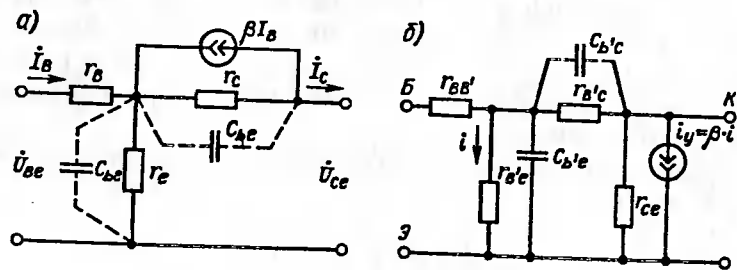


Рис. 2.26. Физическая эквивалентная схема (а) биполярного транзистора в схеме ОЭ и схема модели в режиме малого сигнала (б)

Модель биполярного транзистора по Эберсу—Моллу (рис. 2.27) широко используется при расчете схем на ЭВМ в режиме большого сигнала. В модели используются параметры r_b , r_e , r_c , нелинейные сопротивления r'_c , r'_e , управляемые источники токов i_{y1} и i_{y2} для нормального (N) и инверсного (I) включений, нелинейные емкости C_e , C_c и сопротивления утечки r_{cy} , r_{ey} .

Физические процессы и схемы включения полевых транзисторов. Как показано выше, имеется два типа полевых транзисторов: с p - n -переходом и изолированным затвором. В свою очередь МДП-транзисторы делятся на транзисторы со встроенным и индуцированным каналом. Во всех трех видах канал может быть выполнен на основе полупроводникового кристалла p - или n -типа. Таким образом, можно выделить шесть разновидностей полупроводниковых структур полевых транзисторов (рис. 2.28).

В транзисторе с управляющим переходом (рис. 2.28, а, б) область между стоком и истоком (канал) имеет меньшую концентрацию примесей, чем область затвора. Поэтому p - n -переход несимметричен и его запирающий слой, в основном, расположен в области исток—сток. Электронно-дырочный переход смещают в обратном направлении, и его ширина увеличивается с ростом напряжения затвор—исток U_{gs} . Это приводит к уменьшению сечения канала и увеличению его сопротивления. Вследствие этого ток стока I_d уменьшается. Таким образом, изменяя напряжение U_{gs} , можно регулировать ток I_d .

При некотором напряжении $U_{gs} = U_{отс}$, называемым напряжением отсечки, $I_d = 0$. В этом заключается свойство полной управляемости полевого транзистора.

Входное сопротивление полевого транзистора велико, примерно 10^6 — 10^8 Ом, так как оно определяется сопротивлением обратносмещенного p - n -перехода. В отличие от биполярного транзистора полевые транзисторы управляются напряжением. Выходное сопротивление полевого транзистора доходит до 10^6 Ом и более, т.е. входное и выходное сопротивления примерно равны, что облегчает согласование усилительных каскадов на полевых транзисторах.

Принцип работы транзистора с изолированным затвором (рис. 2.28, в, г) основан на изменении концентрации носителей заряда в проводящем канале, технологически встроенном в монокристалл подложки. Это изменение концентрации достигается внешним электри-

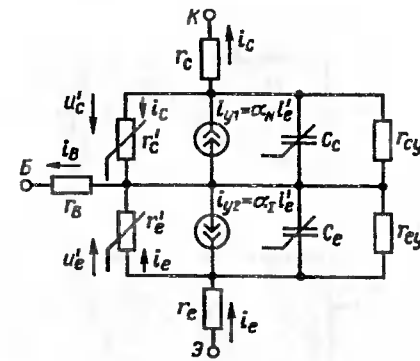


Рис. 2.27. Модель биполярного транзистора в режиме большого сигнала по Эберсу—Моллу

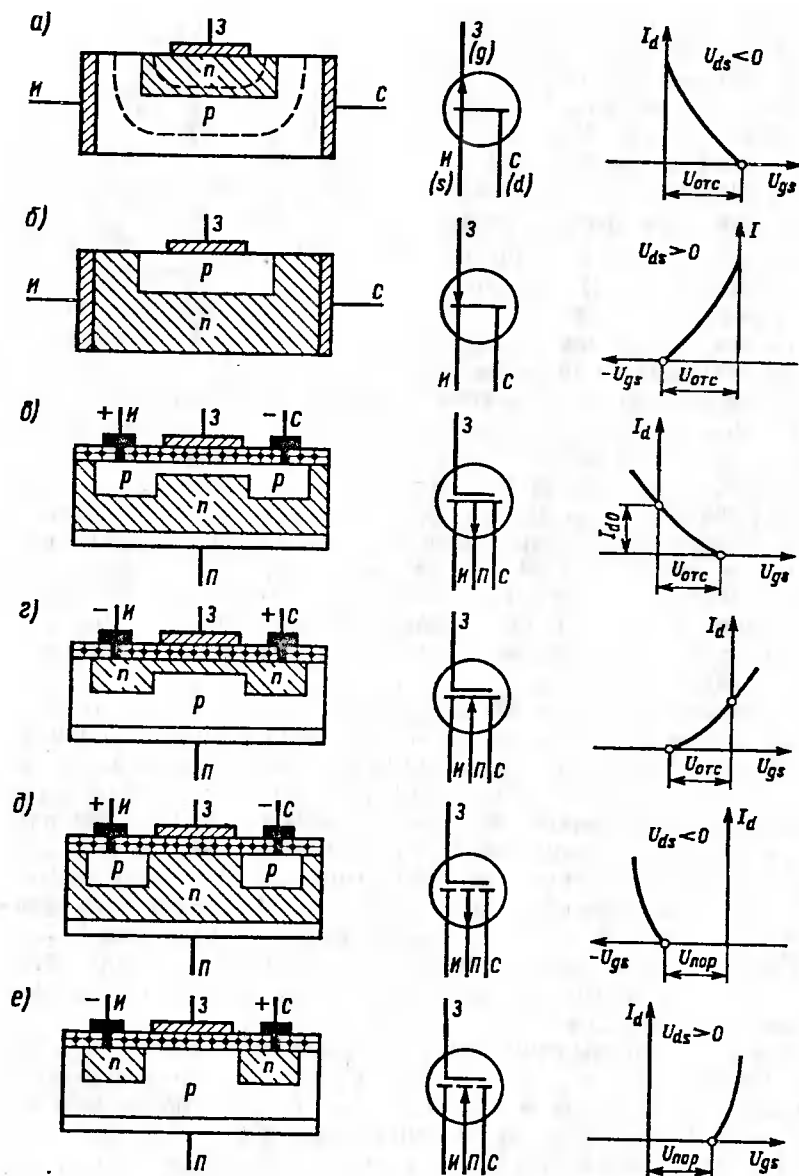


Рис. 2.28. Структура, графическое обозначение и стоко-затворные характеристики полевых транзисторов

ческим полем, создаваемым металлическим затвором. На затвор относительно истока подается определенный потенциал. Затвор изолирован от канала диэлектриком, в качестве которого часто используется двуокись кремния (SiO_2). Пленка двуокси кремния очень тонкая и обладает хорошими диэлектрическими свойствами.

Транзисторы, основными исходными материалами которых являются металл, диэлектрик (окисел) и полупроводник, получили название МДП- или МОП-транзисторов. Канал, соединяющий области истока и стока, слабо легирован. При изменении напряжения на затворе U_{gs} канал может обедняться или обогащаться электронами (режим обеднения и обогащения). Например, в канале p -типа (рис. 2.28, в) при подаче на затвор положительного напряжения канал обогащается электронами и сужается, сопротивление его увеличивается, а ток I_d уменьшается. При некотором напряжении отсечки $U_{gs} = U_{отс}$ ток $I_d = 0$. Если на затвор подано отрицательное напряжение, то канал обедняется электронами, расширяется, что приводит к увеличению тока стока. Таким образом, данный тип полевых транзисторов может работать при положительных и отрицательных напряжениях U_{gs} . Входное сопротивление таких транзисторов достигает 10^9 — 10^{10} Ом.

Роль подложки в МДП-транзисторах заключается в том, что изменением ее потенциала относительно затвора можно дополнительно влиять на ток стока. Увеличивая обратное напряжение между подложкой и истоком, добиваются расширения области, обедненной носителями заряда. Это приводит к снижению концентрации носителей заряда в канале и некоторому снижению тока стока. При подаче прямого напряжения транзистор выходит из рабочего режима. Такое включение транзистора недопустимо. Поэтому вывод подложки соединяется с точками схемы, имеющими уровень потенциала, обеспечивающий обратное смещение p — n -перехода между истоком и подложкой.

В транзисторах с индуцированным каналом (рис. 2.28, д, е) в слаболегированной подложке сформированы сильнолегированные области истока и стока противоположного типа полупроводника по сравнению с каналом. Расстояние между областями истока и стока примерно 5—10 мкм. Под действием электрического поля затвора электроны вытесняются в подложку или подтягиваются к затвору из подложки. При этом, например, для подложки n -типа (см. рис. 2.28, д) при определенном напряжении $U_{gs} = U_{пор}$, называемом *пороговым*, происходит инверсия типа электропроводности узкого участка канала. Канал из n -типа преобразуется в канал p -типа, и ток стока I_d начинает увеличиваться. Такой канал называется *индуцированным*. Все остальные процессы аналогичны рассмотренным выше для МДП-транзисторов со встроенным каналом.

Полевые транзисторы могут быть выполнены по схемам с общим затвором (ОЗ), общим истоком (ОИ) и общим стоком (ОС).

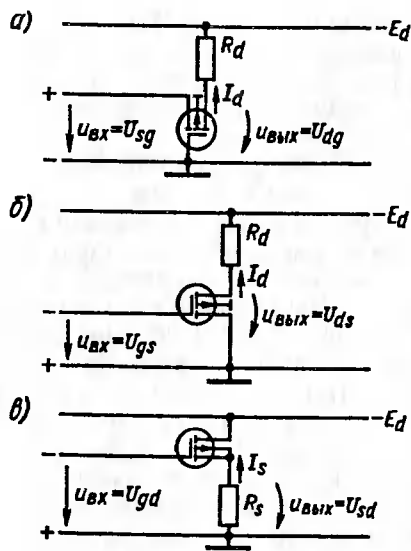


Рис. 2.29. Схемы включения полевых транзисторов

В схеме ОЗ (рис. 2.29, а) входной сигнал $U_{вх}$ подается в цепь между истоком и затвором, а выходной сигнал снимается между стоком и затвором. Затвор является общей точкой входной и выходной цепей. Схему ОЗ используют для преобразования небольшого входного сопротивления в высокое выходное сопротивление.

В схеме ОИ входной сигнал подается в цепь между истоком и затвором, а выходной снимается между истоком и стоком (рис. 2.29, б). Эта схема обладает лучшими свойствами по усилению и используется в транзисторных ключах и усилителях.

Схема ОС (рис. 2.29, в) часто называется *истоковым повторителем*. Ее основным свойством является высокое входное и сравнительно низкое выходное сопротивление.

Поэтому схема ОС может использоваться в качестве согласующего звена. При этом схему ОС отличает от схемы ОИ отсутствие инвертирования сигнала.

Режимы работы и характеристики полевых транзисторов. Работа полевого транзистора характеризуется стоко-затворными характеристиками (прямой передачи), стоковыми (выходными) характеристиками и характеристиками обратной передачи. Используют лишь первые два вида характеристик. Различают статические и нагрузочные (квазистатические) характеристики.

Рассмотрим характеристики полевых транзисторов на примере МДП-транзистора с индуцированным каналом *p*-типа. Статические характеристики стоко-затворные $I_d(U_{gs})$ при $U_{ds} = \text{const}$, стоковые $I_d(U_{ds})$ при $U_{gs} = \text{const}$ и обратной передачи $I_g(U_{ds})$ при $U_{gs} = \text{const}$ (рис. 2.30) снимаются по схеме (рис. 2.31) с использованием источников питания постоянного тока.

Ток стока I_d (см. рис. 2.30, а) начинает увеличиваться лишь при значении входного напряжения, превышающем пороговое напряжение $U_{пор}$. Пороговое напряжение с ростом температуры снижается ($5 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$). При некотором максимальном входном напряжении U_{gs} рост тока I_d прекращается, так как сопротивление канала R_{ds} достигает наименьшего значения. Зависимости тока стока I_d от напряжения U_{ds} при $U_{gs} = \text{const}$ имеют две главные рабочие области: область

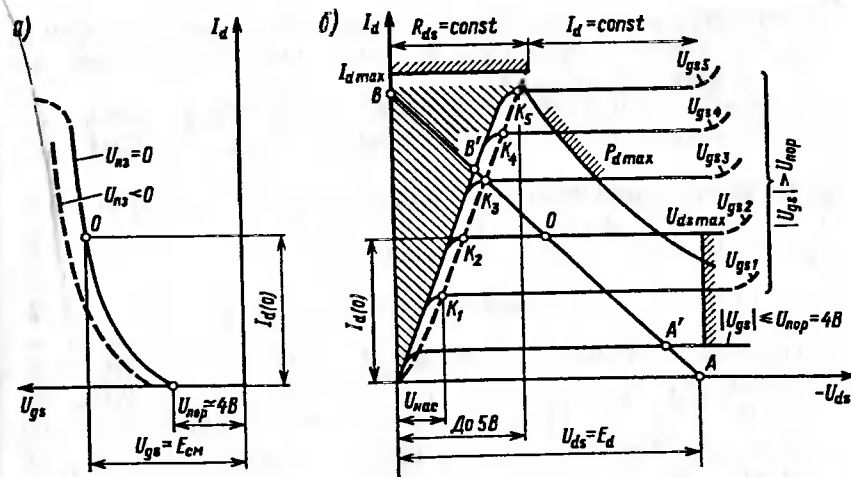


Рис. 2.30. Характеристики полевого транзистора с изолированным затвором и индуцированным каналом *p*-типа

постоянного сопротивления сток—исток ($R_{ds} = \text{const}$) и область постоянного тока стока ($I_d = \text{const}$). Границей этих областей являются точки *K*, при которых происходит смыкание (перекрытие) канала, и дифференциальное сопротивление его резко возрастает, а характеристика переходит из крутой области в пологую. При определенном напряжении $U_{ds} = U_{(BR)}$ происходит электрический пробой. Напряжения пробоя имеет положительный температурный коэффициент $0,1\%/^\circ\text{C}$.

Величина R_{ds} является очень важным параметром прибора. Это сопротивление возрастает с ростом температуры и удваивается в диапазоне температур $25\text{—}200^\circ\text{C}$. Температурный коэффициент $0,7\%/^\circ\text{C}$. Так как R_{ds} растет с увеличением температуры, то стягивание тока стока в "шнур" и образование локальных мест разогрева в структуре невозможно. Поэтому вторичный (тепловой) пробой в полевых транзисторах отсутствует.

Особенностью МДП-транзистора является относительно большое сопротивление в первой области, когда транзистор открыт. Так в точке перехода K_5 (рис. 2.30, б) напряжение U_{ds} составляет примерно

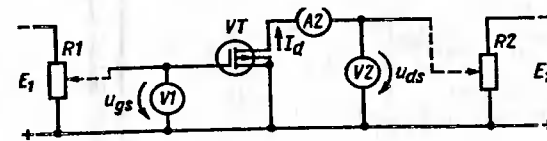


Рис. 2.31. Схема измерения статических характеристик полевого транзистора

5 В, что значительно превышает прямое напряжение биполярного транзистора в области насыщения. Это ограничивает допустимый ток стока по условию нагревания.

Стоковые характеристики МДП-транзистора почти горизонтальны. Это их отличает от выходных характеристик биполярных транзисторов.

Нагрузочные характеристики определяют свойства транзистора в усилительном каскаде (рис. 2.32).

Уравнение нагрузочной характеристики

$$U_{ds} = E_d - I_d R_d \quad (2.22)$$

аналогично биполярному транзистору. Характеристика строится по двум точкам (А и В); при $I_d = 0$, $U_{ds} = E_d$; при $U_{ds} = 0$, $I_d = E_d/R_d$ (см. рис. 2.30, б). А'В' является рабочим участком выходной нагрузочной характеристики. Точка О является рабочей точкой (покоя). Выбор рабочей точки аналогичен случаю с биполярным транзистором. Этот выбор определяется ограничениями по току I_{dmax} , мощности P_{dmax} и напряжению U_{dsmax} , а также напряжением U_{gs} . Класс усиления задается с помощью специальных цепей смещения (на рис. 2.32 не показаны).

Параметры полевых транзисторов. Различают электрические параметры, предельные эксплуатационные данные, параметры усиления и параметры эквивалентной схемы замещения. К электрическим параметрам (основным) относятся максимальная частота, Гц; крутизна стоко-затворной характеристики, мА/В; начальный ток стока ($U_{gs} = 0$, $U_{ds} = 10$ В), мА; напряжение отсечки ($U_{gs} = 10$ В), В; ток утечки затвора, нА; емкость входная, пФ; емкость проходная, пФ.

К предельным параметрам относятся напряжение сток—исток, В; напряжение затвор—сток, В; напряжение затвор—исток, В; постоянная рассеиваемая мощность, мВт; температура окружающей среды, К.

Параметры усиления следующие: входное сопротивление, Ом; выходное сопротивление, Ом; коэффициент усиления по напряжению ($\Delta U_{gs}/\Delta U_{ds}$).

Параметры эквивалентной схемы замещения следующие: внутреннее сопротивление (дифференциальное) $R_{вн} = \Delta U_{ds}/\Delta I_d$ при $U_{gs} = \text{const}$, крутизна стоко-затворной характеристики $S = \Delta I_d/\Delta U_{gs}$ и входная C_{gs} и проходная C_{gd} емкости.

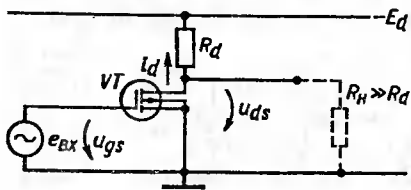


Рис. 2.32. Схема усилительного каскада на полевом транзисторе

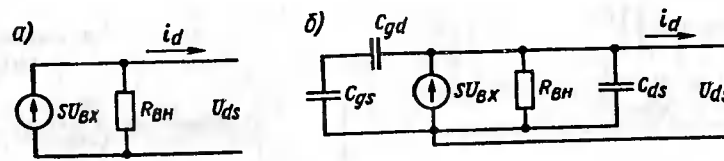


Рис. 2.33. Эквивалентные схемы замещения полевого транзистора при низкой (а) и высокой (б) частоте

При низкой частоте (рис. 2.33, а) учитываются только усилительные свойства и активные потери. На высокой частоте (рис. 2.33, б) дополнительно к этому учитываются собственные емкости, обуславливающие реактивную электропроводность, возрастающую при повышении частоты.

Конструкции и обозначение типов транзисторов. Имеются различные технологические способы изготовления полупроводниковых транзисторных структур: сплавления, диффузии, эпитаксиально-диффузионный, планарно-эпитаксиальный, ионной имплантации и др.

При сплавлении на поверхность кремния помещается, например, алюминий и нагревается в атмосфере инертного газа. После охлаждения расплава образуется капля смеси Al—Si, в которой формируется область, насыщенная акцептором. Эпитаксия представляет метод выращивания кристалла в результате химической реакции на поверхности исходного монокристалла кремния. Через нагретый до 1150 °С очищенный исходный кремний в кварцевом реакторе продувается поток водорода с примесью SiCl₄ или SiH₄, и атомы кремния выпадают в осадок, наращивая кристаллическую решетку подложки. Добавляя в газовую смесь PH₃ или B₂H₆, можно получить донорную или акцепторную примеси. Получается тонкая пленка с точно дозируемой концентрацией примеси.

Метод ионной имплантации связан с воздействием на поверхность кремниевой пластины ионов примеси, разогнанных в вакууме до энергий в несколько килоэлектрон-вольт. Это наиболее контролируемый и точный способ внедрения примеси.

Для биполярных транзисторов используются диффузионно-сплавная с меза-структурой и планарная технологии (рис. 2.34).

Полупроводниковая структура (рис. 2.34, а), полученная диффузионно-сплавным способом, включает в себя низкоомный высоколегированный p⁺-кремний (диффузия, эпитаксия), области p- и n-типов (диффузия) с вплавленным электродом базы и область p-типа (сплавление) на границе с металлом вывода эмиттера. Выемка меза-структуры выполнена для ограничения активной области структуры для снижения собственной емкости.

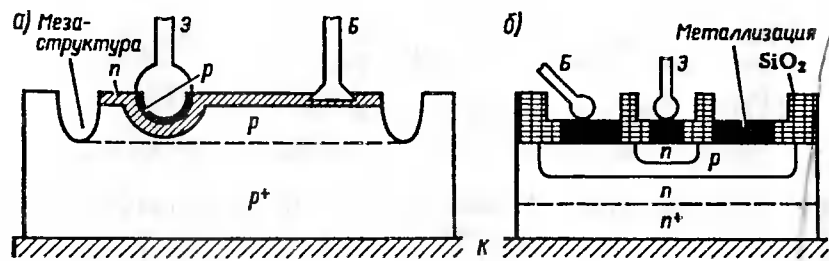


Рис. 2.34. Диффузионно-сплавная (а) и планарная (б) полупроводниковые структуры биполярных транзисторов

Планарная технология (от английского слова *planar* — плоский) — высокопроизводительный метод группового изготовления полупроводниковых приборов и интегральных микросхем с предварительным нанесением "маски" на кремний. Технология включает в себя следующие основные операции: нанесение тонкой диэлектрической пленки на поверхность кремния, удаление способом фотолитографии или электронно-фотолитографическим способом определенного участка этой пленки, введение в кристалл через образовавшийся участок "окна" донорных или акцепторных примесей, металлизация области вывода электродов. Пленка наносится на исходную кремниевую подложку, чтобы предотвратить проникновение примеси в определенные области структуры. Наиболее удобна "маска" из слоя SiO_2 . Для этого кремниевая пластина помещается в печь и нагревается в атмосфере влажного кислорода. Образуется пленка SiO_2 толщиной около 1 мкм.

Планарная полупроводниковая структура (рис. 2.34, б) получена диффузией алюминия в исходный кремний *n*-типа. Эмиттерный переход и n^+ -слой сформированы диффузией фосфора в исходный кремний *n*-типа со стороны вывода коллектора и в диффузионный *p*-слой через центральное "окно" в пленке SiO_2 . Металлизация выполнена напылением алюминия. Подобная технология обеспечивает получение высокоомного коллектора, что по мере увеличения напряжения на коллекторе приводит к расширению объемного заряда в основном в сторону коллектора. Благодаря этому эффект модуляции базы выражен незначительно. Высокоомный слой в ключевом режиме транзистора вызывает значительное падение напряжения на коллекторе. Такая структура используется в высоковольтных транзисторах. В этом случае применяется кремниевая структура в форме диска (как в диодах), выполняется фаска. Для снижения толщины высокоомного слоя коллектора в низковольтных транзисторах применяется эпитаксиальное наращивание тонкого *n*-слоя на исходной пластине высокоомного n^+ -кремния.

Для уменьшения явления вытеснения эмиттерного тока в небольшой участок около базового вывода применяют специальную разветвленную сеть базовых и эмиттерных электродов мощных транзисторов. Применяется гребенчатая, эвольвентная и многоэмиттерная конструкция эмиттерных переходов.

Полупроводниковые структуры полевых транзисторов изготавливаются методом планарной технологии.

Полупроводниковая структура транзистора обычно помещается в герметический корпус из металла (рис. 2.35, а), пластмассы или керамики. Транзисторы малой мощности могут изготавливаться в бескорпусном исполнении (рис. 2.35, б).

В транзисторе с металлическим корпусом полупроводниковая структура 1 закрепляется на коваровом фланце 2, электроды эмиттера и базы (истока и затвора) 3 выводятся из корпуса через стеклянные изоляторы 4. Герметический корпус 5 приваривается к фланцу швом холодной сварки 6. Размеры транзистора такой конструкции могут иметь значения: $H = 2,5+12$ мм и $D = 3,7+30$ мм. Мощные транзисторы на токи до сотен ампер имеют конструкцию, аналогичную силовым диодам, имеющую дополнительный третий вывод.

На рис. 2.35, б показан один из видов бескорпусного транзистора, используемого в гибридных микросхемах с гибкими выводами. К полупроводниковому кристаллу 1 методом термокомпрессии припаивают к контактным площадкам гибкие выводы 2 из золотой проволоки диаметром 30—50 мкм. Выводы дополнительно механически закрепляют с помощью защитного компаунда 3.

Кроме указанных основных конструктивных типов различают транзисторы других модификаций *p-n-p*- и *n-p-n*-типов, в стеклянном-металлическом, пластмассовом и металлокерамическом корпусе, с гибкими и жесткими выводами.

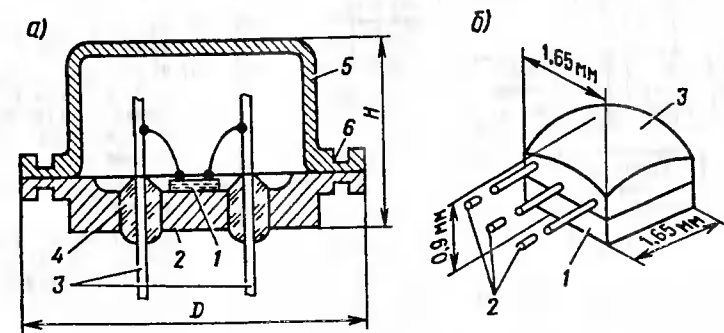


Рис. 2.35. Конструкции транзисторов в металлическом корпусе (а) и бескорпусные (б)

Многообразие типов и конструктивных разновидностей наиболее полно учитывает система буквенно-цифрового обозначения транзисторов, введенная в 1977 г. Эта система (рис. 2.36) содержит пять основных элементов и дополнительные знаки. Третий элемент в обозначении отражает свойства, выраженные цифрами транзисторов по частоте и мощности:

Мощность	Малая	Средняя	Большая
Частота:			
низкая	1	4	7
средняя	2	5	8
высокая	3	6	9

На сетку системы обозначений нанесено обозначение транзистора КТ 805 АМ: кремниевый биполярный транзистор большой мощности и средней частоты в металлическом корпусе.

Транзисторы, разработанные до 1977 г., имеют отличающуюся систему обозначений [18].

Сравнительная оценка биполярных и полевых транзисторов. Биполярные транзисторы разработаны первыми, они достаточно хорошо освоены и имеют самое различное применение. Полевые транзисторы — новый тип приборов; имеют существенные преимущества в маломощной электронике. Они отличаются высокой скоростью переключений, отсутствием теплового (вторичного) пробоя, очень высоким входным сопротивлением, малым собственным шумом вследствие отсутствия рекомбинационных процессов. По-

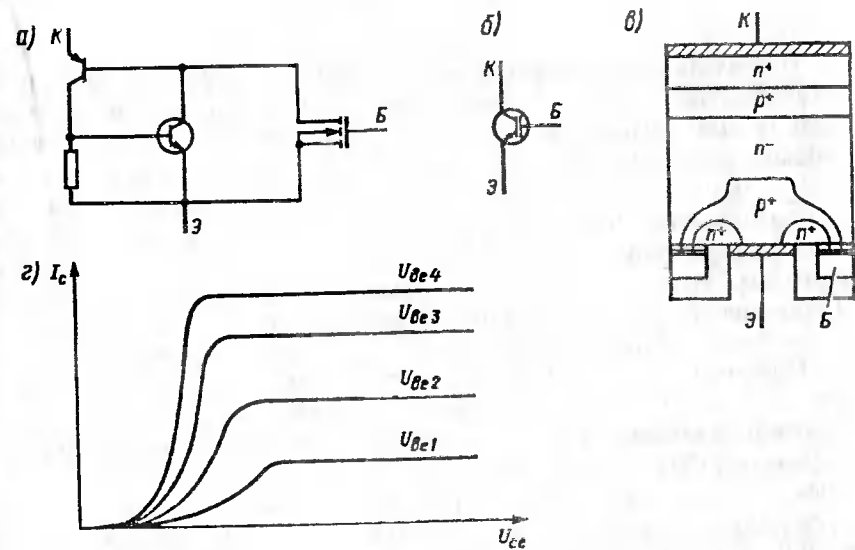


Рис. 2.37. Схема включения (а), обозначение (б), полупроводниковая структура (в) и выходные характеристики (г) биполярного транзистора с изолированным затвором

левые транзисторы по схемотехнике усилителей мало отличаются от электронных ламп, они управляются напряжением. Полевые транзисторы имеют высокую температурную и радиационную устойчивость, технологичны и обеспечивают высокую плотность расположения элементов. Они с успехом заменяют биполярные транзисторы в устройствах мощностью несколько киловатт, особенно в диапазоне частот выше 4 кГц.

Недостатком полевых транзисторов является относительно высокое импульсное напряжение в открытом состоянии. При больших токах это приводит к значительным потерям и нагреванию. В связи с этим существует проблема создания силовых полевых транзисторов на токи более 10—50 А. В поисках решения этой проблемы были выполнены разработки приборов, сочетающих преимущества биполярных и полевых транзисторов. На основе этой идеи создан новый полупроводниковый прибор — биполярный транзистор с изолированным затвором (БТИЗ). В иностранной литературе этот транзистор часто обозначается IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) (см. прилож. 3). По существу это комбинированный транзистор (рис. 2.37).

Комбинированные транзисторы уже изготавливаются на токи до 400 А и напряжением до 1400 В и более с допустимой частотой переключений до 50 кГц. На их основе возможно создание самых современных силовых преобразователей электроэнергии.

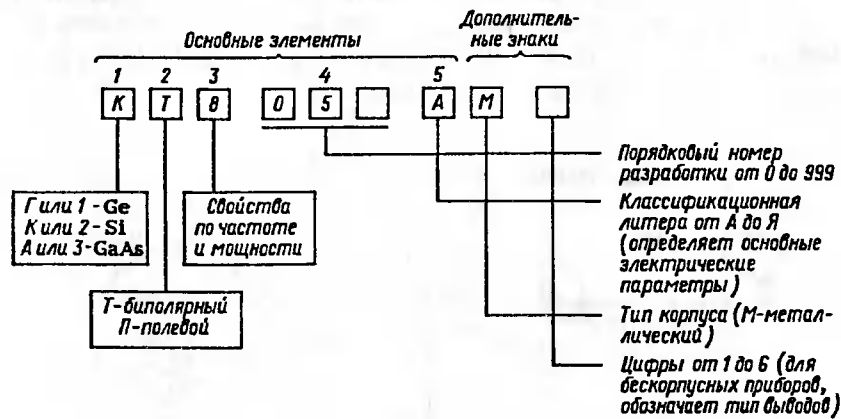


Рис. 2.36. Структурная схема буквенно-цифрового обозначения транзисторов

Назначение и классификация. Важнейшее значение в силовой преобразовательной технике имеют приборы с многослойной полупроводниковой структурой типа $p-n-p-n$ или $n-p-n-p-n$, обладающие ключевой характеристикой с двумя устойчивыми состояниями: с высоким сопротивлением (закрытое состояние) и низким сопротивлением (открытое состояние). На основе многослойных полупроводниковых структур разработаны приборы на токи до нескольких тысяч ампер и на повторяющиеся напряжения до 5000 В. Такие приборы получили общее название *тиристоры* (от греческого слова "тира" — дверь). В тиристорах используется кремний.

Тиристор — это полупроводниковый прибор, с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три $p-n$ -перехода или более, который может переключаться из закрытого состояния в открытое (процесс отпирания) и из открытого состояния в закрытое (процесс запираания). Время переключения тиристорov несоизмеримо меньше времени включенного или выключенного состояния и находится в пределах от единиц до нескольких сотен микросекунд.

Существует много разновидностей тиристорov (рис. 2.38). Основными типами являются диодные (динисторы) и триодные (тринисторы). Наибольшее распространение получили простейшие одноопера-

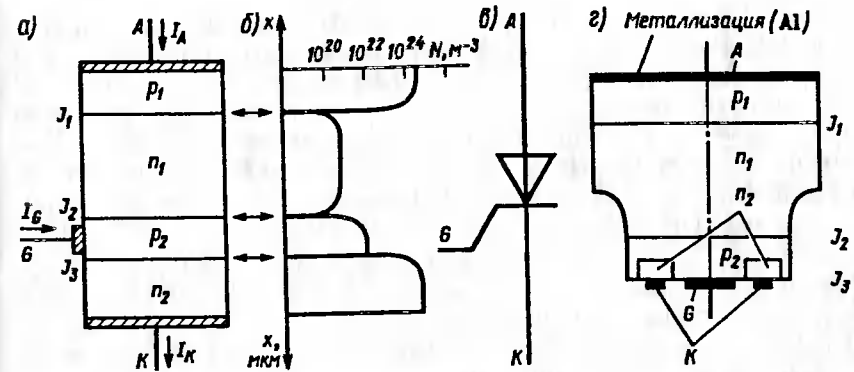


Рис. 2.39. Схема однооперационного тиристора (а), график концентрации примесей (б), условное обозначение (з) и схема кремниевой структуры (z)

ные тиристоры, имеющие три электрода: анод, катод и управляющий электрод (рис. 2.39).

Кремниевая четырехслойная структура с различной концентрацией легирующих примесей по слоям образует два крайних (эмиттерных) $p-n$ -перехода J_1 и J_3 и центральный (коллекторный) $p-n$ -переход J_2 . В исходном состоянии $p-n-p-n$ -структура не проводит тока. Прямое смещение J_3 от управляющего электрода переводит структуру в проводящее (открытое) состояние. Обратное переключение в закрытое состояние возможно только после отключения тока анода I_A и тока управления I_G . Таким образом, в однооперационном (невключаемом, незапираемом) тиристоре по цепи управляющего электрода осуществляется только одна операция — отпирание тиристора. Запираание такого тиристора достигается по цепи анода.

Наиболее сложным и совершенным тиристором является двухоперационный тиристор, обеспечивающий по цепи управляющего электрода отпирание и запираание. Двухоперационные тиристоры получили название *выключаемых, запираемых* тиристорov или GTO-тиристорov (от английских слов Gate Turn-off — выключаемый управляющим электродом).

Важное значение имеют другие виды тиристорov: симметричные, асимметричные, реверсивно-выключаемые, полевые и т.д.

Тиристоры подразделяются по числу выводов, способу управления и типу управляющего электрода, способу выключения, виду вольт-амперной характеристики. По виду ВАХ тиристоры делятся на непроводящие в обратном направлении, проводящие в обратном направлении, симметричные и асимметричные. Обратная ветвь ВАХ тиристора, проводящего в обратном направлении, подобна прямой ветви

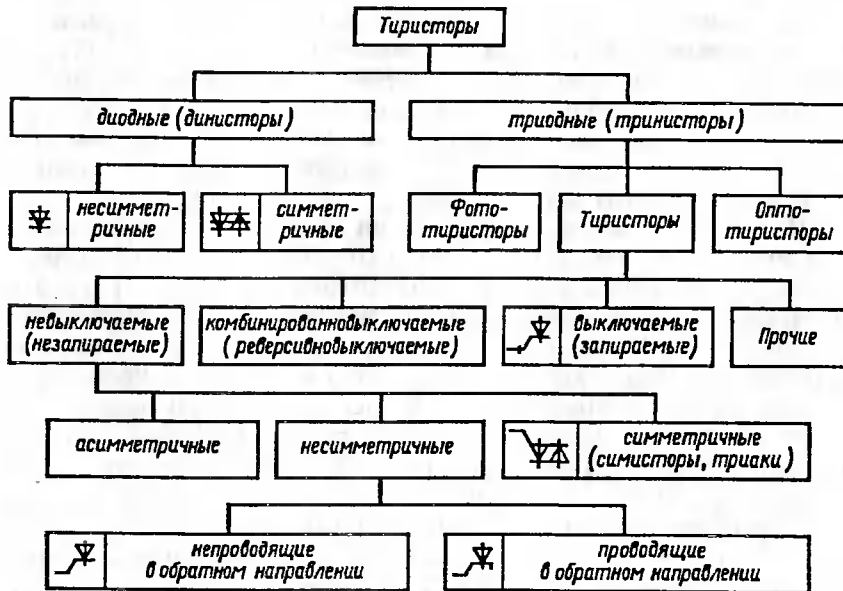


Рис. 2.38. Структурная схема классификации тиристорov

диода. Поэтому для таких приборов используется термин тиристор-диод. Тиристор и диод в одной полупроводниковой структуре мини-мизуют индуктивность соединительных связей.

В симметричных тиристорах применяется пятислойная структура типа $n-p-n-p-n$. Они способны переключаться в открытое состояние в обоих направлениях. У асимметричных тиристорov напряжение пробоя в обратном направлении меньше, чем блокирующее прямое напряжение. По способу управления тиристоры делятся на обычные тиристоры, фототиристоры и оптоотиристоры. Первые управляются внешним электрическим сигналом по управляющему электроду, вторые — с помощью внешнего светового сигнала, а третьи — с помощью внутреннего светового сигнала от светодиода, встроенного в корпус тиристора.

Реверсивно-выключаемые тиристоры представляют собой однооперационные тиристоры, время выключения которых существенно снижается благодаря обратному смещению управляющего перехода (J_3) в процессе запирапия.

Полевым тиристором называют переключатель мощности, состоящий из $p-i-n$ -диода с управляющим электродом в виде сетки, которая выполняет функцию, подобную изолированному затвору полевого транзистора. Эти приборы называют также тиристорами со статической индукцией.

Разнообразие тиристорov и их свойств предоставляют разработчикам широкие возможности создания современных силовых преобразователей электроэнергии с высокими энергетическими параметрами и разнообразными функциональными свойствами.

Физические процессы в $p-n-p-n$ -структуре тиристора. Рассмотрим однооперационный тиристор (см. рис. 2.39). Области n_1 и p_2 , называемые *базовыми*, выполняются с меньшим содержанием легирующих примесей, чем анодная p_1 и катодная n_2 области. Поэтому при прямом смещении оба эмиттерных перехода J_1 и J_3 преимущественно инжектируют в базовые области неосновные носители: дырки из области p_1 , электроны из области n_2 . Ширина области n_1 составляет сотни микрон. Поэтому коэффициент переноса (рекомбинации) значительно меньше единицы. Под воздействием обратного напряжения, приложенного к переходам J_1, J_3 , их области ООЗ расширяются в основном в базовые области, так как эти области обеднены примесями и являются высокоомными, ООЗ получают широкие и несимметричными. Таким способом достигается высокое пробивное напряжение в прямом (плюс к анодной области p_1 , минус к катодной области n_2) и обратном направлениях тиристора. При прямом включении напряжение внешнего источника приложено полностью к центральному J_2 , а при обратном включении — к эмиттерным J_1 и J_3 переходам. Для ускорения процесса рекомбинации неосновных носителей базовая область n_1 легируется золотом. Этим удается повысить предельную скорость переключения прибора.

При обратном напряжении тиристор не проводит тока, поскольку оба эмиттерных перехода J_1 и J_3 смещены в обратном направлении. По цепи может протекать лишь небольшой ток, соизмеримый с обратным током диода.

Приложение прямого напряжения между анодом и катодом также не вызывает протекания прямого тока, так как центральный переход J_2 смещен в обратном направлении. По цепи может протекать лишь небольшой ток утечки, примерно равный обратному току.

Если же при прямом анодном напряжении каким-либо способом вызвать инжекцию неосновных носителей хотя бы одного из эмиттерных переходов, то в структуре возникает цепь взаимобусловленных физических явлений, приводящих к тому, что центральный переход J_2 оказывается способным проводить ток при обратном смещении подобно коллекторному переходу транзистора. Тиристор отпирается, его сопротивление становится минимальным, а прямое импульсное напряжение не превышает 1—2 В.

Физические процессы отпирапия заключаются в следующем. При повышении прямого напряжения через переходы протекает небольшой ток утечки, зависящий от обратного тока центрального перехода J_2 . Это сопровождается инжекцией в базовые области n_1 и p_2 через прямосмещенные переходы J_1 и J_3 неосновных носителей. Часть неосновных носителей, не успевая рекомбинировать, достигает перехода J_2 , захватывается его полем и перемещается в эмиттерные области p_1 и n_2 . Благодаря наличию этих неосновных носителей, достигших J_2 , ток утечки через центральный переход возрастает. С ростом прямого напряжения на тиристоре ток утечки возрастает и при определенном значении напряжения, называемого *напряжением переключения*, наступает процесс лавинообразного нарастания тока утечки. При этом происходит избыточное инжектирование неосновных носителей в базовые области, предельное снижение сопротивления центрального перехода и резкое нарастание прямого тока. Этот процесс сопровождается *положительной обратной связью*.

Так включается диристор или самопроизвольно по аноду переключается тиристор. Процесс начальной инжекции носителей в одну из базовых областей можно вызвать при любом значении прямого напряжения между анодом и катодом, создав смещение в прямом направлении одного из эмиттерных переходов J_1 или J_3 . Переключение сопровождается также процессом лавинообразного нарастания тока, характерным для системы с положительной обратной связью. Так открывается тиристор по цепи управляющего перехода. В цепь между управляющим электродом G и катодом K включается источник цепи управления, под действием ЭДС которого J_3 смещается в прямом направлении, и в цепи протекает ток I_G , вызывая инжекцию электронов в базу p_2 .

Явление положительной обратной связи рассмотрим на примере двухтранзисторной модели тиристора (рис. 2.40). Коллекторный ток $n-p-n$ -транзистора $VT2$ одновременно является базовым током

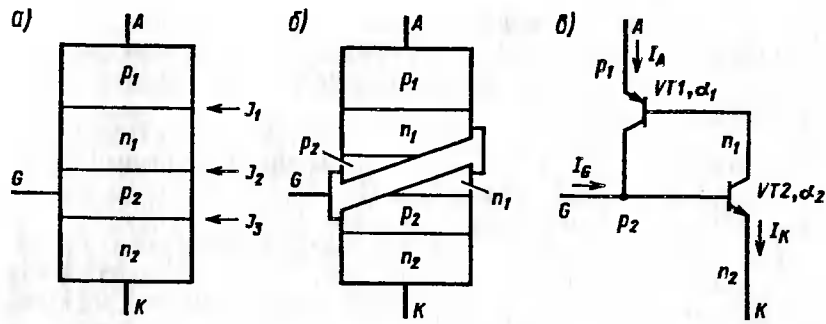


Рис. 2.40. Исходная полупроводниковая структура (а), модель структуры (б), схема включения (в) двухтранзисторного тиристора

транзистора $p-n-p$ $VT1$, а его коллекторный ток в сумме с током I_G определяют ток базы $VT2$. Эта схема имеет замкнутую цепь положительной обратной связи. Регенерация происходит при суммарном коэффициенте усиления в петле, близком к единице.

Ток базы $VT1$

$$I_{b1} = (1 - \alpha_1) I_A - I_{cO1}, \quad (2.23)$$

а ток коллектора $VT2$

$$I_{c2} = \alpha_2 I_k + I_{cO2}, \quad (2.24)$$

где α_1 и α_2 — соответственно коэффициенты передачи тока эмиттеров $p1$ и $p2$.

Ток обратносмещенного центрального перехода J_2 складывается из токов I_{cO1} и I_{cO2} .

Приравняв I_{b1} и I_{c2} , получим

$$(1 - \alpha_1) I_A - I_{cO1} = \alpha_2 I_k + I_{cO2}, \quad (2.25)$$

а с учетом $I_k = I_A + I_G$ получим

$$I_A = \frac{\alpha_1 I_G + I_{cO1} + I_{cO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}, \quad (2.26)$$

где G_1 — коэффициент контурного усиления, равный $\alpha_1 + \alpha_2$.

При $G_1 = 1$, когда $\alpha_1 + \alpha_2$ возрастает, анодный ток получается большим. В этом режиме происходит регенерация, и оба транзистора оказываются в состоянии насыщения. Все переходы смещены в пря-

мом направлении, а напряжение между катодом и анодом равно напряжению на одном переходе плюс падение напряжения на сопротивлении тела кристалла и контактов прибора.

Вольт-амперная статическая характеристика тиристора (рис. 2.41). При малых токах I_A α_1 и α_2 малы из-за рекомбинации инжектированных неосновных носителей заряда, но с ростом тока они быстро увеличиваются. Когда ток $I_G = 0$ при напряжении переключения U_{BR} , устанавливается процесс регенерации ($\alpha_1 + \alpha_2 = 1$) и начинается быстрый рост тока i_T . При токе I_L происходит переключение (отпирание) структуры в открытое состояние. Процесс отпирания характеризуется неустойчивой частью ВАХ, отмеченной штриховыми линиями. На этом участке ВАХ справедливо соотношение (2.26) при $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$. В результате наступает резкое уменьшение прямого напряжения u_T и ток i_T ограничивается лишь внешним сопротивлением анодной электрической цепи. При некотором прямом токе πI_{TAV} прямое падение напряжения U_T составляет примерно 1 В. При токе $I_G > 0$ переключение происходит при меньших значениях анодного напряжения. Ток управления, при котором прямая ветвь тиристорной ВАХ становится подобной диодной прямой ветви ВАХ, называется *током управления спрямления*.

Снижение прямого тока открытого тиристора при $I_G = 0$ менее некоторого критического значения I_H , называемого *током удержания*, приводит к прекращению регенерации, и тиристор запирается, переходя в закрытое состояние. Таким образом, для перевода обычного незапираемого тиристора из открытого состояния в закрытое необходимо выполнить по крайней мере три условия: уменьшить ток управления до нуля, снизить анодный ток до значения, меньшего тока удержания, и поддерживать тиристор в данном состоянии в течение времени выключения, необходимого для рекомбинации накопившихся неосновных носителей зарядов в области центрального перехода. Повторяющиеся напряжения в обратном U_{RSM} и прямом U_{DSM} направлениях тиристора меньше соответственно напряжений пробоя

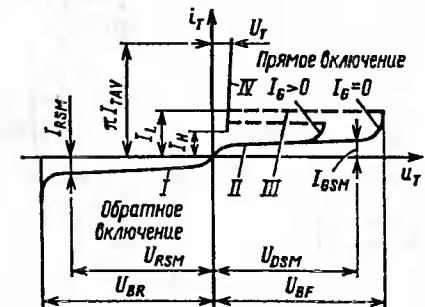


Рис. 2.41. Статическая ВАХ однооперационного тиристора

U_{BR} и переключения U_{BF} . Для обычного тиристора $U_{RSM} = U_{DSM}$. Этим напряжениям соответствуют обратный ток I_{RSM} и ток утечки I_{DSM} , соизмеримые с обратным током $p-n$ -перехода.

Таким образом, статическая ВАХ тиристора (см. рис. 2.41) содержит четыре характерных участка: *I* — обратная ветвь ВАХ, аналогичная диодной обратной ветви; *II* — прямая ветвь ВАХ в закрытом состоянии тиристора (блокирование прямого напряжения); *III* — неустойчивая часть переключения из закрытого в открытое состояние; *IV* — прямая ветвь ВАХ в открытом состоянии тиристора.

Статические ВАХ других типов тиристоров имеют вид, показанный на рис. 2.42.

Тиристорная полупроводниковая структура с зашунтированным эмиттерным переходом. Отпирание тиристора при работе в установках может происходить по цепи управления или в результате других физических явлений, например отпирание тиристора при резком нарастании прямого напряжения, в том числе при его увеличении до значений, меньших напряжения переключения U_{BF} . Отпирание происходит из-за увеличения тока, протекающего через переход J_3 , в момент приложения прямого напряжения вследствие наличия зарядной емкости C_3 центрального перехода: $i_3 = C_3 (du_T/dt)$ (рис. 2.43).

С увеличением скорости приложения напряжения возрастает амплитуда зарядного тока, что может вызвать активизацию структуры из-за инжекции в эмиттерном переходе J_3 и непредусмотренное отпирание тиристора. Это явление получило название фактора высокой скорости нарастания анодного напряжения (фактор du_T/dt).

Непредусмотренное отпирание структуры может быть вызвано увеличением тока утечки при возрастании температуры окружающей среды. Как было отмечено выше, на каждые 7—10 °C повышения температуры обратный ток $p-n$ -перехода удваивается. Ток термогенерации может оказаться достаточным для отпирания структуры при данном прямом напряжении.

При нормальной работе тиристора его включение вследствие действия факторов du_T/dt и термогенерации не допускается. Для уменьшения чувствительности прибора к этим нежелательным факторам

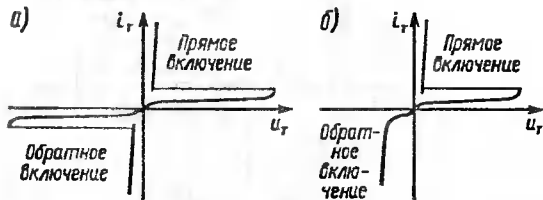
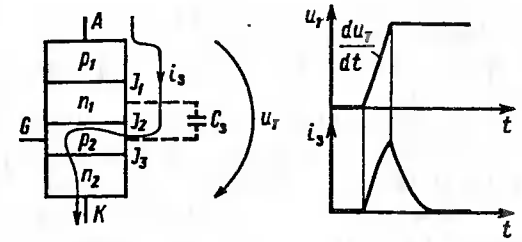


Рис. 2.42. Вольт-амперные характеристики симметричного (а) и несимметричного, проводящего в обратном направлении (б) тиристоров

Рис. 2.43. Структура и график прямого напряжения тиристора в закрытом состоянии



применяется шунтирование перехода J_3 некоторым эквивалентным сопротивлением. Наиболее распространенным способом является технологическая шунтировка эмиттерных переходов.

На практике используется технологическая шунтировка эмиттерного перехода J_3 $p-n-p-n$ -структуры. На отдельных дискретных участках базовый слой p_2 выводится на поверхность структуры (рис. 2.44, а). Эти дискретные участки базы p_2 называются *шунтами*. Шунты имеют контакт с эмиттером n_2 через металлическую поверхность вывода катода. Таким образом, переход J_3 зашунтирован на отдельных, дискретных, участках. Обычно шунты выполняются цилиндрической формы и равномерно распределяются по всей площади $p-n-p-n$ -структуры (рис. 2.44, б) в вершинах квадратов или равнобедренных треугольников (квадратная или гексагональная шунтировка).

Действие шунта основано на том, что часть тока утечки (тока заряда емкости C_3) i_T центрального перехода замыкается через шунт, минуя управляющий переход J_3 (рис. 2.44, в). При этом α_2 эффективно снижается, что обеспечивает повышение напряжения переключения структуры в открытом состоянии. С уменьшением сопротивления шунтировки $R_{ш}$ возрастает ток переключения I_L тиристора, что повышает стабильность работы тиристора при воздействии фактора du_T/dt и повышении тока утечки центрального перехода при более высоких температурах.

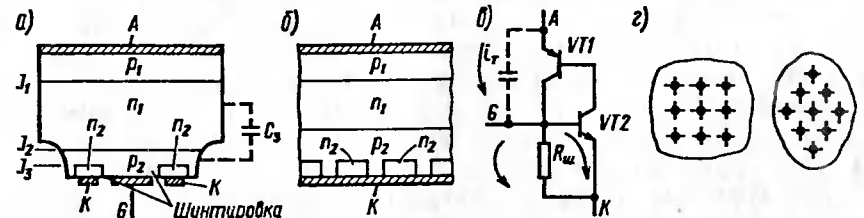


Рис. 2.44. Структура (а), схема шунтирования (б), схема замещения (в), вид поверхности кремния с шунтировкой (г) эмиттерного перехода $p-n-p-n$ -структуры тиристора

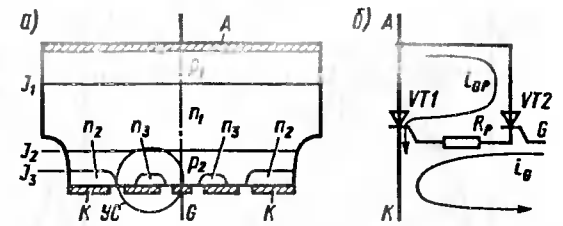
При отпирании тиристора по цепи управляющего электрода ток I_G оказывается достаточным для того, чтобы обеспечить необходимую инжекцию для активизации структуры и запуска процесса регенерации.

Обратное напряжение тиристора прикладывается к обоим эмиттерным переходам J_1 и J_3 . Базовая область p_2 легирована сильнее, чем базовая область n_1 . Поэтому пробой перехода J_3 наступает раньше, чем пробой перехода J_1 . Вследствие этого шунтирование перехода J_3 не влияет на напряжение, которое выдерживает $p-n-p-n$ -структура при смещении в обратном направлении.

Тиристорная $p-n-p-n$ -структура с усилительным управляющим электродом. Отпирание структуры сопряжено с объемным (неоднородным) процессом в кристалле, сопровождающимся локальной активизацией. В момент отпирания начинает проводить ток лишь небольшая область кристалла, примыкающая к управляющему переходу (J_3). Проводящая (активизируемая) область увеличивается со скоростью примерно 50 м/с, расширяясь по всей площади центрального перехода (J_2). В мощных тиристорах при отпирании требуется пропустить большой анодный ток, так как процесс отпирания сопровождается высокой скоростью нарастания анодного тока di_T/dt . Кристалл нужно технологически выполнить так, чтобы первоначально активизировалась возможно большая поверхность полупроводниковой структуры. Иначе из-за высокой плотности тока может произойти сильное местное нагревание и повреждение кристалла. Для снижения плотности анодного тока при отпирании применяются центральное расположение электрода управления вместо бокового, разветвление поверхности управляющего электрода по плоскости структуры, кольцевой управляющий электрод. Наиболее совершенным способом является использование структуры с усилительным (регенеративным) управляющим электродом. Конструкция тиристорной структуры с регенеративным управлением бывает двух разновидностей: по напряжению и по току [7].

Наиболее широко применяется способ регенеративного управления по току. Конструкция (рис. 2.45, а) с дополнительной усилительной структурой UC состоит из двух частей: вспомогательной $p_1-n_1-p_2-n_3$ и основной $p_1-n_1-p_2-n_2$, образующих эквивалентную схему из вспомогательного $VT2$ и основного $VT1$ тиристоров (рис. 2.45, б). Для отпирания вспомогательной структуры требуется небольшой ток управления i_G (примерно 0,1–0,3 А), так как эта структура имеет малую поверхность управляющего перехода (см. рис. 2.45, а). Анодный ток вспомогательной структуры i_{GP} является включающим для основной структуры. Этот ток достигает десятков ампер, хотя и ограничен сопротивлением R_p участка области p_2 между металлизированным шунтированием перехода n_3-p_2 и управляющим переходом основной структуры p_2-n_2 . Благодаря этому структура активизируется

Рис. 2.45. Тиристорная структура (а) с усилительным (регенеративным) управляющим электродом, схема замещения (б)



почти одновременно по всей площади. Этим повышается устойчивость тиристора к воздействию фактора высокой скорости нарастания прямого тока di_T/dt (до 800 А/мкс и более). Обычно используется разветвленный (распределенный) регенеративный управляющий электрод (рис. 2.46).

Характеристики и параметры тиристоров. Различают статические вольт-амперные характеристики анодной цепи и цепи управления, динамические характеристики времени включения и выключения и взаимодействия цепей анода и управляющего электрода. Параметры делят на анодные и параметры цепи управляющего электрода. Все параметры подразделяются на несколько групп: по напряжению, току, сопротивлению и мощности потерь и по коммутационным явлениям. Как и для силовых диодов, значения одних параметров являются предельно допустимыми, других — характеризующими.

Вольт-амперная характеристика главной цепи тиристора рассмотрена выше (см. рис. 2.41). Характеристика цепи управляющего электрода представляет собой зависимость прямого тока I_{FG} в цепи управляющего перехода от приложенного напряжения U_{FG} (рис. 2.47). Она по существу представляет собой прямую ветвь ВАХ $p-n$ -перехода; ВАХ управляющего электрода любого тиристора данного типа находится в области, ограниченной предельными ВАХ: с наименьшим n и наибольшим m импульсными прямыми напряжениями (рис. 2.47, а). В области A_1 тиристор гарантированно не отпирается. Неотпирание ток I_{GD} и напряжение U_{GD} для каждого конкретного тиристора лежат в пределах области A_1 .

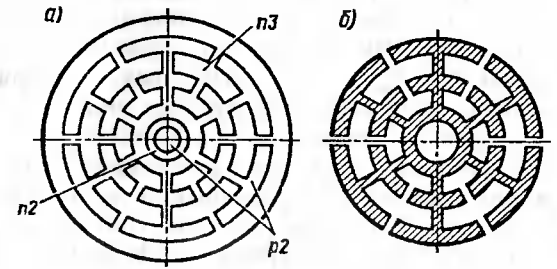


Рис. 2.46. Структура с разветвленным регенеративным управляющим электродом (а) и металлизация управляющего электрода основного тиристора (б)

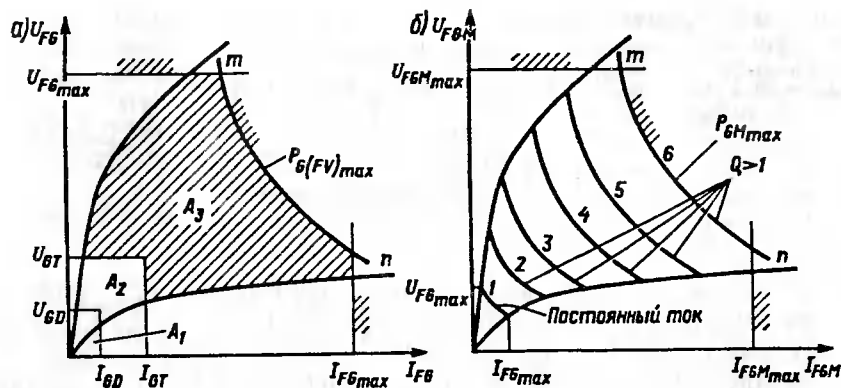


Рис. 2.47. Вольт-амперные характеристики цепи управления тиристора

Значения отпирающих тока I_{GD} и напряжения U_{GD} лежат внутри области негарантированного отпираания A_2 . В области A_3 обеспечивается гарантированное отпираание любого тиристора данного типа. На характеристики нанесены максимально допустимые постоянный ток I_{FGmax} , постоянное напряжение U_{FGmax} и средняя (постоянная) мощность на управляющем переходе $P_{G(FV)max} = I_{FG}U_{FG}$, представляющая собой параболу. Значения максимально допустимых параметров по постоянному току для различных типов тиристоров составляют 1—2 А, 8—12 В и 2—5 Вт. Вольт-амперные характеристики (рис. 2.47, б) управляющего электрода представляют собой зависимости максимально допустимого импульсного тока I_{FGM} от максимально допустимого импульсного напряжения U_{FGM} . Импульсные величины представляют собой амплитудные значения сигналов, следующих с частотой 50 Гц и периодом $T = 20$ мс. Сквозность $Q = T/t_{и}$ импульсных сигналов может изменяться в широких пределах. С увеличением сквозности I_{FGM} и U_{FGM} также возрастают до максимально допустимых значений I_{FGMmax} и U_{FGMmax} , которые для различных типов тиристоров могут достигать 5—10 А и 20—30 В соответственно. Кривые 2—6 на рис. 2.47, б отражают ограничения по максимально допустимой импульсной мощности P_{GMmax} для различных значений сквозности Q . Максимально допустимая импульсная мощность достигает 10—40 Вт.

Тиристор остается во включенном состоянии, если анодный ток не меньше тока удержания. При изменении знака приложенного напряжения анодный ток уменьшается до нуля и принимает обратное направление. При этом тиристор работает с обратным напряжением, а через определенное время тиристор запирается. Такое выключение называется *естественной коммутацией*.

При естественной коммутации (рис. 2.48, а) на стадии обратного восстановления t_{rr} (интервал t_3 — t_6) ток анода протекает в обратном направлении вследствие того, что в базовых областях структуры n_1 и p_2 накопились объемные заряды неосновных носителей, которые свободно перемещаются через эмиттерные переходы J_1 и J_3 . Первым восстанавливает обратное напряжение переход J_3 , так как время жизни неосновных носителей p_2 -базы (электронов) меньше, чем дырок. Поскольку напряжение пробоя перехода J_3 невелико (примерно 10 В), восстановление J_3 не приводит к ограничению обратного тока. Обратный ток продолжает возрастать до значения I_{RM} , при котором концентрация дырок в n_1 -базе на границе с переходом J_1 не снижается до нуля (момент t_4). После этого переход J_1 смещается в обратном направлении, его сопротивление резко возрастает, напряжение увеличивается до напряжения источника питания, и обратный ток i_R уменьшается на интервале t_4 — t_6 . К моменту t_6 избыточный заряд в p_2 -базе исчезает, а избыточный заряд в n_1 -базе остается, и при $t > t_6$ происходит рекомбинация электронов и дырок в n_1 -базе. На этом интервале к тиристорному приложено обратное напряжение, и в цепи протекает небольшой обратный ток i_R . В момент t_6 анодное напряжение начинает уменьшаться, изменяет свою полярность и с определенной скоростью du_D/dt возрастает до значения U_D (рис. 2.48, б). При этом ток меняет свое направле-

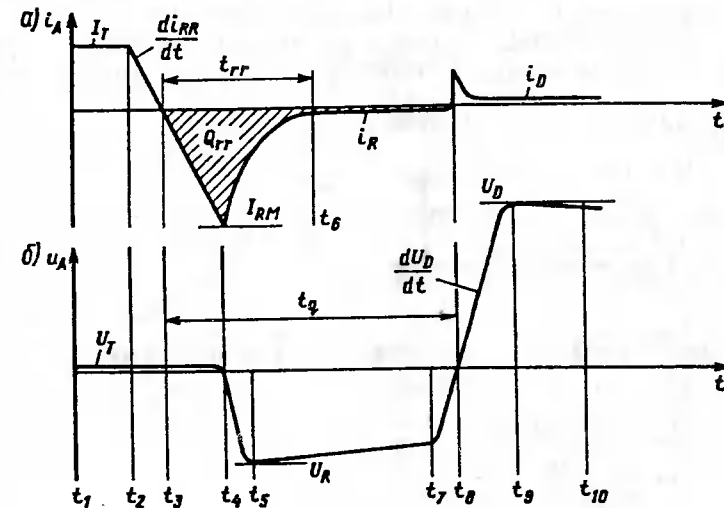


Рис. 2.48. Характеристики процесса запирания (выключения) тиристора

ние. При $t > t_g$ вследствие процесса заряда емкости коллекторного перехода формируется скачок прямого тока. Далее устанавливается обычный ток утечки i_D . Интервал времени $t_3 - t_g$ составляет время выключения t_q тиристора. Типичное время выключения лежит в пределах от нескольких микросекунд до 60 мкс для инверторных тиристоров и до 200 — 500 мкс для обычных сетевых тиристоров.

Если анодное напряжение переходит через нуль раньше, чем завершается рекомбинация неосновных носителей в n_1 -базе, то тиристор может вновь перейти во включенное состояние. В этом случае происходит срыв естественной коммутации. Таким образом, время выключения является важным характеризующим параметром. Оно зависит от ряда факторов: увеличивается с ростом температуры структуры и при увеличении скорости приложения прямого анодного напряжения и возрастании амплитуды прямого тока; уменьшается с ростом обратного напряжения [27].

Время включения t_{gt} тиристора зависит от времени задержки t_{gd} и нарастания t_{gr} (рис. 2.49).

Длительность процесса отпирания зависит от интенсивности активизации тиристорной структуры, определяемой скоростью накопления неосновных носителей в базовых областях. Это зависит от амплитуды импульса тока управления. На рис. 2.49, а, б приведены характеристики для отпирającego тока управления I_{GT} при постоянном токе. Процесс включения условно разбивают на два интервала: задержки включения и лавинообразного нарастания анодного тока. На интервале задержки происходит инжекция электронов в p_2 -базу, движение их до ООЗ коллекторного перехода J_2 , инжекция дырок в n_1 -базу и их движение к переходу J_2 . К концу этого интервала

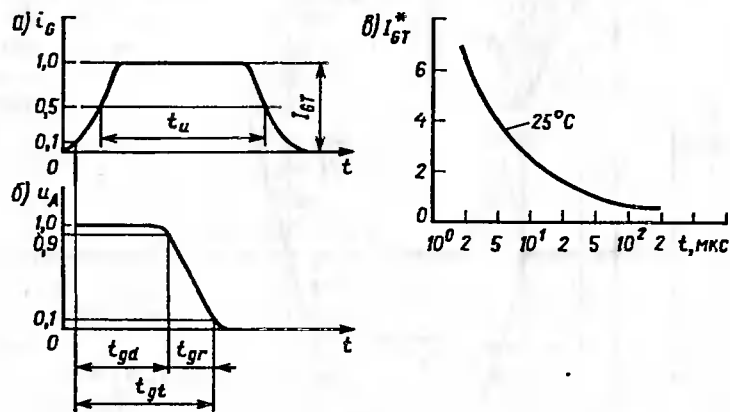


Рис. 2.49. Характеристики процесса отпирания (включения) тиристора

сумма $\alpha_1 + \alpha_2$ становится близкой к единице. С этого момента начинается лавинообразное нарастание анодного тока и снижение напряжения на участке анод—катод. Лавинообразный процесс развивается примерно по экспоненте.

Время включения при относительном токе $I_{GT}^* = 1$ составляет примерно 70 мкс (рис. 2.49, в). С увеличением кратности I_{GT}^* амплитуды импульсного тока управления время включения уменьшается. В схемах управления длительность импульса тока управления t_n должна быть больше времени включения тиристора. Важнейшими параметрами тиристорov являются следующие.

Параметры по напряжению:

U_{DRM} — повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии;

U_{RRM} — повторяющееся импульсное обратное напряжение;

U_{DSM} и U_{RSM} — неповторяющиеся импульсы прямое и обратное напряжения;

U_D и U_R — постоянные напряжения в закрытом состоянии и обратном направлении;

U_{TM} — импульсное напряжение в открытом состоянии;

$U_{ПТО}$ — пороговое напряжение;

$(du_D/dt)_{crit}$ — критическая скорость нарастания в закрытом состоянии;

U_{GT} и U_{GD} — соответственно отпирające и неотпирające напряжения на управляющем электроде.

Параметры по току

I_{TAV} — средний ток в открытом состоянии;

I_{DRM} , I_{RRM} — повторяющийся импульсный ток в закрытом состоянии и обратный ток;

I_{TSM} — ударный неповторяющийся ток в открытом состоянии;

I_{GT} и I_{GD} — отпирające и неотпирające токи управляющего электрода;

$(di_T/dt)_{crit}$ — критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии.

Параметры по сопротивлению и мощности потерь

r_T — дифференциальное сопротивление в открытом состоянии;

P_{RSM} — ударная мощность потерь в обратном непроводящем состоянии.

Параметры по коммутационным явлениям

t_{gt} и t_q — время включения и выключения;

t_{rr} и Q_{rr} — соответственно время и заряд обратного восстановления.

Температурные и тепловые параметры

T_j — эффективная эквивалентная температура перехода;

R_{thjc} — тепловое сопротивление переход—корпус.

Предельно допустимыми параметрами являются U_{DRM} , U_{RRM} , U_{RSM} , U_{DSM} , U_{DRM} , U_D , U_R , I_{TAV} , I_{TSM} , $(di_T/dt)_{crit}$, P_{RSM} , T_j , остальные относятся к характеризующим.

Тиристоры делятся на группы по таким параметрам, как t_q , t_{gt} и $(du_D/dt)_{crit}$.

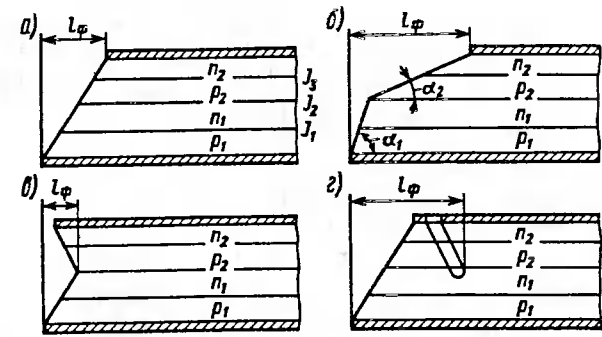
Группа	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$(du_D/dt)_{crit}$, В/мкс	—	20	50	100	200	320	500	1000	1600	2500
t_q , мкс	—	63	50	40	32	25	20	16	12,5	8,0
t_{gt} , мкс	—	4	3,2	2,5	2,0	1,6	1,2	1	0,6	0,4

Взаимозависимости параметров, полученные в п.2.2 для диодов, справедливы и для тиристоров. Необходимо учитывать взаимосвязь других параметров, характерных только для тиристоров.

К ним относятся взаимозависимости времени включения и выключения, критических значений скоростей нарастания напряжения и тока, напряжения переключения, импульсного напряжения в открытом состоянии. Улучшение одних из них приводит к ухудшению других. Например, технологическое шунтирование эмиттерных переходов способствует увеличению напряжения переключения, критической скорости нарастания анодного напряжения, но вызывает рост импульсного прямого напряжения в открытом состоянии, снижению среднего тока в открытом состоянии, увеличению отпирающего тока управления, снижению критической скорости нарастания анодного тока, увеличению времени включения. Имеются другие сложные взаимосвязи. Следовательно, при разработке тиристоров следует искать компромиссные решения. Например, при разработке быстродающих тиристоров напряжения переключения ограничиваются значениями не более 1600—2000 В. При этом удается получить время выключения в пределах до 50—60 мкс; при ограничении напряжения до 1000 В легко обеспечивается время выключения 10—20 мкс. Высоковольтные же тиристоры на 4—5 кВ имеют время выключения более 150 мкс.

Конструкции и обозначение типов тиристоров. Силовые тиристоры выполняются штыревой и таблеточной конструкции так же, как и силовые диоды. Для защиты $p-n-p-n$ -структуры от поверхностного пробоя используются фаски (см. п.2.2). Одноступенчатая фаска (рис. 2.50, а) для эмиттерного перехода J_1 обратная, а для коллекторного J_2 — прямая. В этом случае эмиттерный переход значительно лучше защищен от пробоя обратным напряжением, чем коллекторный от пробоя прямым напряжением. Поз-

Рис. 2.50. Фаски $p-n-p-n$ -структуры тиристора: а — одноступенчатая; б — двухступенчатая; в — "ласточкин хвост"; г — V-образная



тому одноступенчатая фаска применяется для относительно низковольтных тиристоров (на напряжение примерно до 1200 В). Для высоковольтных тиристоров, как правило, применяются двухступенчатые фаски (рис. 2.50, б). При этом угол α_1 принимается равным $30^\circ + 45^\circ$, а угол $\alpha_2 \approx 1,5^\circ + 4^\circ$. Такая фаска используется для тиристоров напряжением примерно до 4 кВ. Для тиристоров на более высокие напряжения предложены фаски в форме "ласточкиного хвоста" (рис. 2.50, в) и V-образные (рис. 2.50, г).

Основным достоинством фасок формы "ласточкин хвост" и V-образных является меньшая их ширина l_ϕ , что позволяет получить большую активную поверхность структуры при заданном диаметре кремния. При диаметрах кремниевых структур до 16 мм их напаивают на вольфрамовые или молибденовые диски. Структуры диаметром более 16 мм со стороны анодного слоя сплавляются с термокомпенсатором (алюминиевая или силуминовая фольга) и собираются в корпусе с прижимными контактами к катодным слоям (рис. 2.51).

Тиристорная структура 1 сплавлена с термокомпенсатором 2. Двухступенчатая фаска защищена компаундом 3. Катодные поверхности и вывод управляющего электрода от базы p_2 металлизированы алюминием 4.

Полупроводниковые элементы силовых тиристоров монтируются в герметичные корпуса различных конструкций: штыревые с паяными или прижимными контактами и таблеточные. Отличия корпусов тиристоров от корпусов диодов состоят в том, что элементы их имеют дополнительные отверстия для управляющих электродов.

Рассмотрим типичную конструкцию корпуса штыревого тиристора с паяными контактами и боковым расположением управляющего электрода (рис. 2.52, а).

К основанию 1 припаявается тиристорный элемент 2. К основанию 1 приварено стальное кольцо 3, к которому сваркой прикрепляется коваровая втулка 4. Управляющий электрод имеет внутренний вывод 5, который посредством коваровой втулки 6 выводится наружу, где

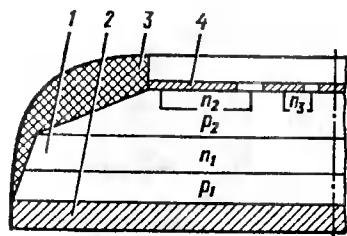


Рис. 2.51. Тиристорный элемент со сплавным термокомпенсатором

заканчивается наконечником 7. С помощью коваровой втулки 8 с наконечником 9 через стеклянный изолятор 10 внутренним выводом 11 выводится катод тиристора. Основание заканчивается шпилькой 12 для крепления тиристора в охладителе. Через нее выводится анод тиристора.

В тиристоре с прижимными контактами (рис. 2.52, б) тиристорный элемент с односторонним термокомпенсатором 1 помещается на медном основании 2. К основанию припаян стальной стакан 3. Крышка корпуса состоит из стальной манжеты 4 и керамического изолятора 5. Внутренний вывод управляющего электрода 6 с помощью коваровой втулки 7, наконечника 8 соединяется с гибким внешним выводом 9. Наконечник 10 катода с помощью внешнего силового гибкого вывода 11, нижний конец которого 12 вставлен в трубку 13 и обжат, соединяется внутренним основным выводом катода 14. Этот вывод имеет отверстие сложной конфигурации, через которое проходит внутренний управляющий вывод. Манжетой 15 тарельчатые пружины 16 прижимаются к изолятору 17, обеспечивая необходимое усилие в прижимных контактах. С помощью пружины 18 через изолятор создается усилие нажатия на полусферический наконечник 19 внутреннего вывода управляющего электрода. Такая конструкция наиболее часто применяется при диаметрах структур от 16 до 32 мм.

Размеры тиристорных штыревой конструкции в зависимости от типа тиристора изменяются в следующих пределах: I — от 20 до 45 мм с жестким выводом и от 70 до 110 мм с гибким выводом; N — от 11 до 18 мм; D — от 12 до 45 мм; E (размер под ключ, на рис. 2.52 не показан) — от 11 до 41 мм; W — от M5 до M24.

В таблеточном тиристоре (рис. 2.53) тиристорный элемент 1 расположен между медными основаниями 2 и 3. Между тиристорным элементом и основаниями устанавливаются прокладки из отожженного серебра толщиной 100—200 мкм (на рис. 2.53 не показаны). Манжета 4 высокотемпературным припоем припаяна к керамическому изолятору 5 и к нижнему основанию 2. Манжета 6 также высокотемпературным припоем припаяна к изолятору. Гибкая кольцевая мем-

брана 7 припаяется к верхнему основанию 3. Кольцо 8 из изоляционного материала центрирует тиристорный элемент и серебряные прокладки относительно основания 2.

Управляющий электрод 9 с полусферическим наконечником размещен в выемке верхнего основания, изолирован изолятором 10 и прижимается к контактной поверхности полупроводниковой структуры пружиной 11. Другим концом внутренний управляющий электрод 9 входит в трубку 12 керамического изолятора и сплющивается в этой трубке. К трубке припаяется наконечник 13, к которому крепится гибкий наружный вывод управляющего электрода 14. Если в тиристорной структуре применяется разветвленный управляющий электрод, то гальваническая развязка между катодным основанием и управляющим электродом обеспечивается воздушным зазором высотой примерно 15—20 мкм или серебряной прокладкой, конфигурация которой совпадает с конфигурацией катодного эмиттера тиристорной структуры.

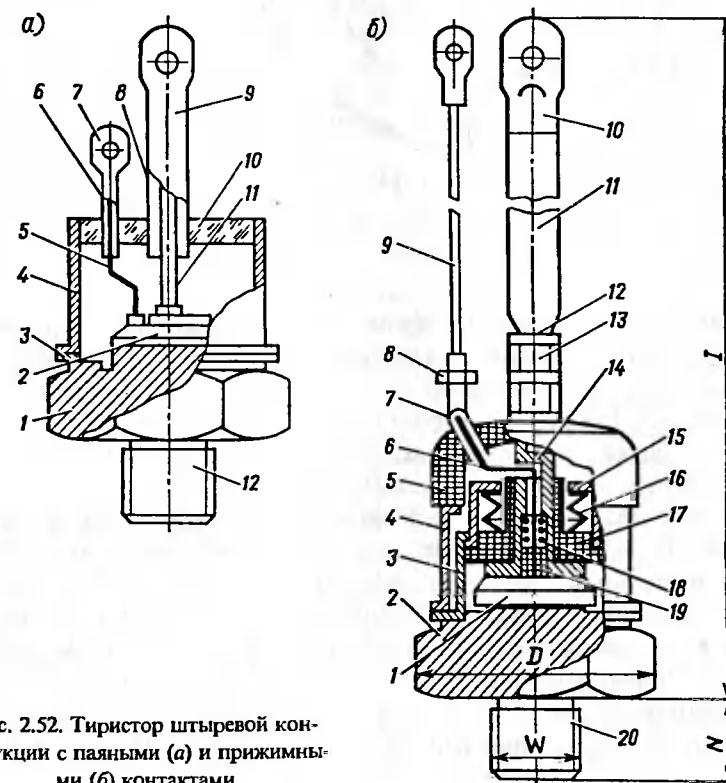


Рис. 2.52. Тиристор штыревой конструкции с паяными (а) и прижимными (б) контактами

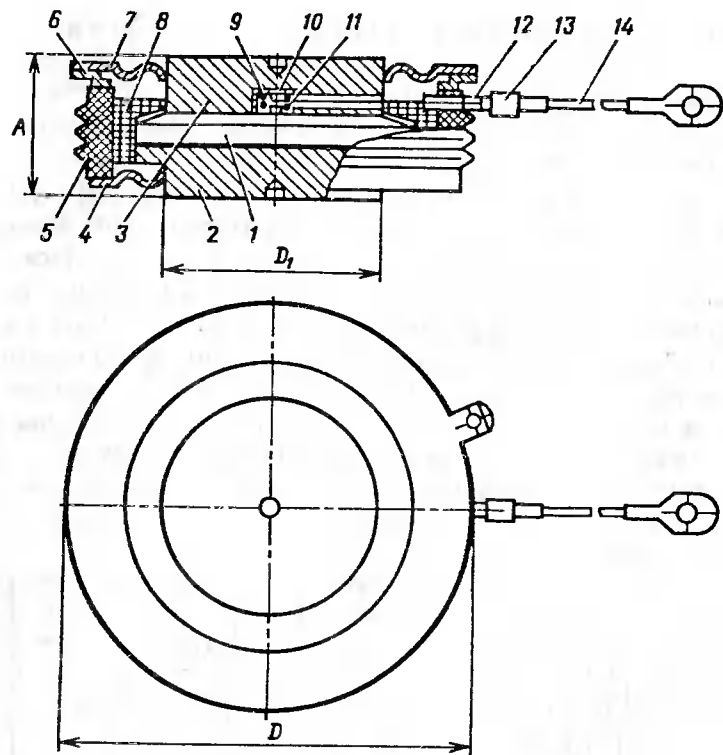


Рис. 2.53. Тиристор таблеточной конструкции

Необходимый прижимной контакт между тиристорным элементом и основаниями обеспечивается прижимным усилием от 8 до 24 кН при установке таблетки в охладитель.

Размеры таблеточных тиристорov в зависимости от типа изменяются в следующих пределах: A — от 19 до 26 мм, D — от 60 до 100 мм, D_1 — от 30 до 50 мм.

Силовые тиристоры, как и диоды, подразделяются на виды, подвиды, модификации и типы, а тиристоры одного типа — на классы и группы. Для обозначения видов тиристорov применяются следующие буквы: Т — тиристор; ТП — тиристор, проводящий в обратном направлении (параметры в обратном направлении не нормированы); ТД — тиристор-диод, параметры в обратном проводящем направлении нормированы; ТЛ — лавинный тиристор; ТЗ — запираемый тиристор; ТС — симметричный тиристор; ТФ — фототиристор; ТО — оптоотиристор.

Тиристоры с нормируемыми временами включения и выключения составляют подвиды по коммутационным параметрам: соответственно быстродействующие (И), быстродействующие (Ч) и быстродействующие (Б); нормировано время включения и выключения.

Для обозначения модификации по конструктивным параметрам используется трехзначное число: первая цифра — номер модификации, вторая — код размера под ключ или диаметр таблетки, третья — код конструктивного исполнения корпуса.

В зависимости от максимально допустимого среднего тока в открытом состоянии, вида, подвида и модификации тиристоры делятся на типы. Тиристоры одного типа делятся на классы по числу сотен вольт повторяющегося напряжения. Тиристоры данного типа и класса на группы подразделяются по значениям критической скорости нарастания напряжения в закрытом состоянии, времени выключения и времени включения.

В обозначении тиристора (рис. 2.54) при необходимости могут также проставляться пределы по импульсному напряжению в открытом состоянии. В сетку условного буквенно-цифрового обозначения вписано обозначение тиристора ТБ453-1000-24-734.

Отечественной промышленностью освоено более сотни типов тиристорov. В приложении 2 приведены основные данные по наиболее характерным типам современных тиристорov.

Запираемые тиристоры. Запираемый тиристор (ЗТ), запатентованный в Японии в 1959 г., несколько десятилетий совершенствовался и изготавливается на токи до 3000 А и напряжение до 5000 В с временем выключения 20—50 мкс (см. приложение 4). В запираемых тиристорах впервые применена технология полностью прижимных контактов

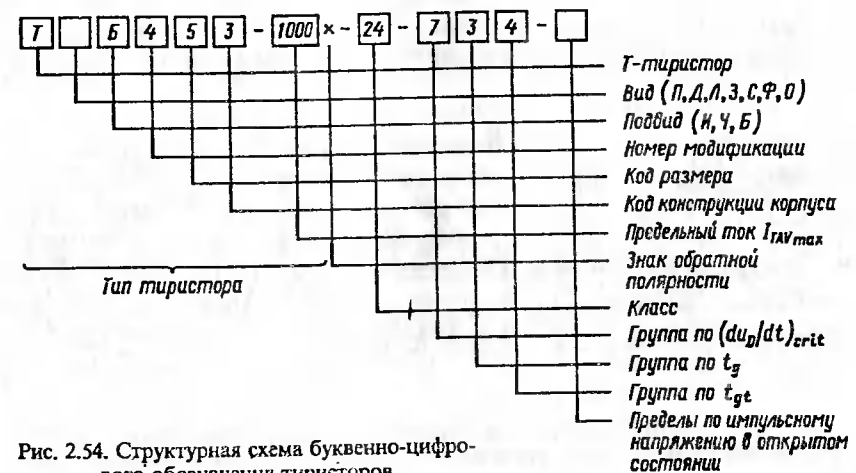


Рис. 2.54. Структурная схема буквенно-цифрового обозначения тиристорov

без пайки к термокомпенсирующему диску со стороны анода. Это позволяет на 30 % снизить потери на коммутацию, на 50 % увеличить значение ударного тока, уменьшить прямое падение напряжения. Запираемый тиристор существенно превосходит по своим параметрам силовой транзистор и является наиболее совершенным типом силового полупроводникового прибора для современных управляемых преобразователей электроэнергии. Преимуществом силовых транзисторов является более высокая рабочая частота.

Запираемый тиристор — это прибор, который может быть включен и выключен подачей соответствующего сигнала на управляющий электрод. В основу ЗТ положена $p-n-p-n$ -структура. Особенностью структуры является технологическое разделение области управляющего эмиттерного перехода J_3 по всей поверхности на элементарные ячейки, число которых может составлять до тысячи и более. Элементарная ячейка (рис. 2.55) представляет собой, как правило, $p-n-p-n$ -структуру в форме полоски, в которой p -база примыкает к катоду со всех сторон. Линии тока в элементарной структуре с разноразновым расположением катодного и базового электродов при запирающем тиристора показаны на рис. 2.55, а. В процессе запирающего тока управления I_{RC} протекает навстречу анодному току I_{TQ} в зоне n_2 и в горизонтальном направлении в зоне p_2 -базы.

Потоки неосновных носителей существуют в нормальном направлении к плоскостям $p-n$ -переходов и в направлениях вдоль плоскостей. Процесс носит принципиально неоднородный, объемный характер. Приложение к цепи управляющего электрода обратного напряжения приводит к тому, что электроны из n_2 -эмиттера не инжектируются, а это приводит к исчезновению избыточного заряда дырок в n_1 -базе, прекращению поступления дырок в p_2 -базу, смещению участка коллекторного перехода возле управляющего электрода в обратном направлении и выключению в этом месте $p-n-p-n$ -структуры. Важным условием процесса запирающего является получение

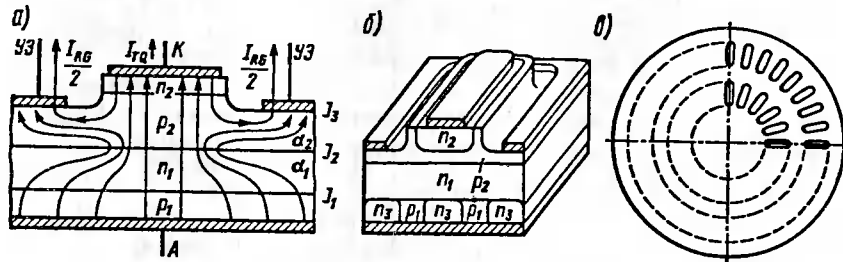


Рис. 2.55. Полупроводниковая структура запираемого тиристора:
а — схема линий тока; б — элементарная ячейка; в — схема расположения элементарных ячеек

низкоомного слоя p_2 для снижения падения напряжения от тока I_{RG} , протекающего в поперечном направлении по p_2 -базе, на ее сопротивлении R_p . Это падение напряжения приводит к неравномерному смещению перехода J_3 , который может быть пробит, если напряжение достигнет напряжения пробоя.

Для уменьшения R_p используется повышение степени легирования p_2 -базы. Однако концентрация примесей не должна превышать $5 \cdot 10^{23} - 10^{24} \text{ м}^{-3}$, иначе это приведет к резкому снижению α_2 из-за уменьшения времени жизни электронов в p_2 -базе. Напряжение пробоя перехода J_3 может упасть ниже 20 В, что затрудняет формирование запирающего сигнала управления с заданными di_{RC}/dt и амплитудой тока I_{GQM} . Уменьшение R_p достигается также уменьшением ширины элементарного катодного эмиттера. Для этого он изготавливается в виде дискретных узких полос шириной 200—300 мкм (рис. 2.55, б). Конфигурация и расположение в плоскости структуры этих элементов могут быть различными. На рис. 2.55, в показан один из возможных вариантов разветвления катодной области в виде радиально расположенных полос двумя концентрическими кругами. Это позволяет распространить на всю площадь катодной области воздействие запирающего тока управления.

Отношение импульсного запираемого тока тиристора I_{TQM} (тока анода) к запирающему импульсному обратному току управляющего электрода I_{GQM} называется коэффициентом усиления при выключении G (коэффициентом выключения β_0):

$$G = \frac{I_{TQM}}{I_{GQM}} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2 - 1} \quad (2.25)$$

Для увеличения G необходимо так сконструировать структуру, чтобы получить сумму $\alpha_1 + \alpha_2$, незначительно превышающую единицу, значение α_2 сохранить достаточно большим. Обычно $G = 3-5$.

В процессе запирающего проводящая плазма стягивается к центру элемента катодной области (явление кумуляции). Это может привести к шнурованию проводящей области, недопустимой плотности тока и возможному повреждению структуры из-за перегрева. При выключении выделяются коммутационные потери в виде инфракрасного рекомбинационного и теплового излучения. Для снижения коммутационных потерь весьма важно сократить длительность процесса запирающего. Это может быть достигнуто при снижении неравновесного заряда в n_1 -базе и увеличением скорости его убывания. В серийных приборах это достигается уменьшением времени жизни дырок в n_1 -базе и шунтированием анодного $p-n$ -перехода (см. рис. 2.55, б). Преимущество шунтирования заключается в снижении инжекции p_1 -эмит-

тера и уменьшении α_1 , ускорении вывода избыточного заряда из n_1 -базы, уменьшении импульсного напряжения в открытом состоянии U_{TM} . Таким образом, шунтирование весьма перспективно. Однако это снижает напряжение пробоя в обратном направлении. Напряжение U_{RRM} значительно меньше прямого блокирующего напряжения U_{DRM} .

В схеме включения ЗТ (рис. 2.56) запираемый тиристор VQ включен в цепь источника постоянного тока I с нагрузкой $L_N R_N$, шунтированной в обратном направлении диодом VD_N . Для питания цепи управления предусмотрены источники формирования отпирающих импульсов E_{FG} — 3 и запирающих импульсов E_{RG} — 4. Параллельно ЗТ установлена демпфирующая RCD -цепь 2. Конденсатор C ограничивает скорость нарастания напряжения на аноде при запираии. Для ограничения всплеска анодного тока в результате разряда конденсатора при отпираии тиристора применяется резистор R , шунтируемый при запираии диодом VD .

Отпирание ЗТ происходит за время t_{gt} (интервал t_1 — t_3). На интервале открытого состояния ЗТ в цепи управления обеспечивается небольшой прямой ток I_{FGM2} для поддержания тиристора в устойчивом открытом состоянии при возможных колебаниях анодного тока. В момент t_5 начинается процесс запираии, который имеет три характерных этапа: первый — интервал t_5 — t_6 — время запаздывания t_{g1} (t_s — storage time); второй — интервал t_6 — t_7 — время спада t_{gf} (fall

time), когда действует обратная связь и наблюдается лавинообразный спад анодного тока, восстановление центрального (коллекторного) перехода J_2 , начало спада обратного тока управления; третий — t_7 — t_8 — время медленного спада анодного тока ("хвост") t_t (tail time). Временем выключения принято называть $t_{gq} = t_{g1} + t_{gf}$. Так как $G = 3 + 5$, то запирающий ток управления I_{GQM} для мощных тиристорov может достигать сотен ампер. Следовательно, скорость нарастания этого тока di_{RC}/dt при реальном времени выключения должна достигать десятков ампер за микросекунду (15—100 А/мкс). Это определяет высокие требования к цепи управления. Она должна быть безындуктивной. Электродвижущая сила цепи E_{RG} не должна превышать напряжения пробоя перехода J_3 . Она должна находиться в диапазоне 12—20 В. Важным условием является поддержание обратного смещения в цепи управления выключенного ЗТ.

Эффективность применения ЗТ с учетом всех перечисленных факторов остается высокой. Преобразовательная техника, в которой используются компактные устройства на новых быстродействующих приборах, выходит на новую качественную ступень. Основные параметры ГТО-тиристорov приведены в прилож. 4.

Проводящий в обратном направлении (асимметричный) тиристор. Тиристор имеет более тонкий слаболегированный слой n_1 , так как между ним и слоем p_1 выполняется промежуточный слой n^+ . Вследствие этого уменьшается импульсное прямое напряжение во включенном состоянии и снижается время выключения. Зато при обратном напряжении переход J_1 не имеет возможности расширяться в сторону n_1 -базы и поэтому имеет пробивное напряжение всего несколько десятков вольт.

Тиристор с обратной проводимостью (тиристор-диод). Тиристор подобен обычному тиристорy, с которым параллельно включен диод в обратном направлении. Применяется технология несимметричных тиристорov с их преимуществами и устраивается в структуре интегральный антипараллельный диод, изолированный от центральной секции прорезью или диффузионным защитным кольцом.

Комбинированно-выключаемый тиристор (КВК). Это по существу обычный тиристор, время выключения которого существенно снижается благодаря смещению в обратном направлении управляющего перехода J_3 в процессе запираии. Слой p_2 выполняется низкоомным, а катод гребенчатой структуры, что увеличивает эффект выключения в процессе запираии.

Симметричный тиристор. Это прибор, который может проводить ток в обоих направлениях и способен блокировать прямое и обратное напряжение. Полупроводниковая структура представляет собой две эквивалентные четырехслойные структуры: $p_1-n_1-p_2-n_2$

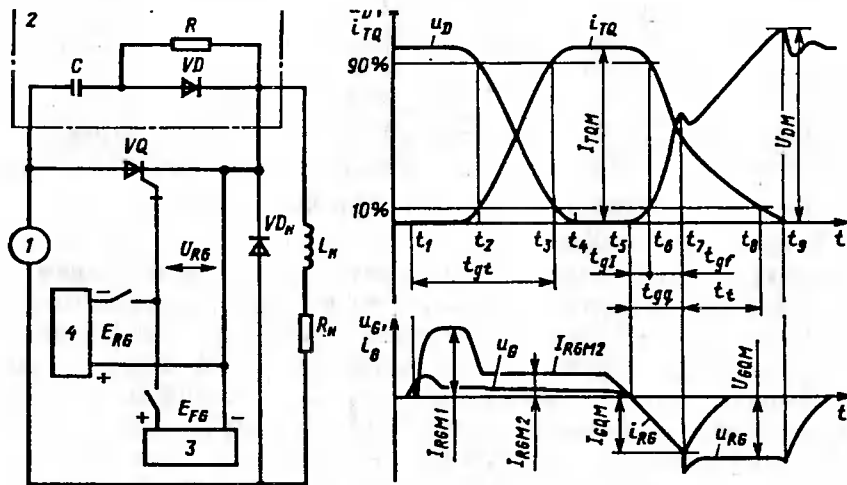


Рис. 2.56. Схема включения и временные диаграммы запираемого тиристора

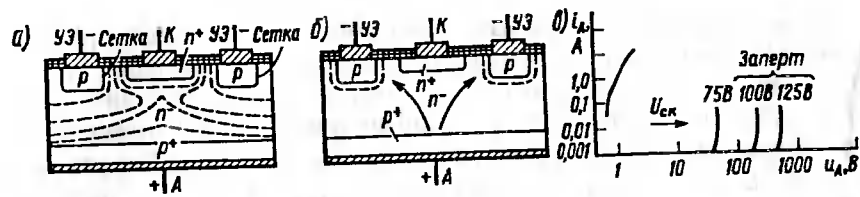


Рис. 2.57. Структура полевого тиристора с управляющим электродом в виде сетки (а, б) и вольт-амперная характеристика (в)

и $p_2-n_1-p_1-n_3$. Возможны четыре способа включения структуры с устройством электрода управления от различных областей. Главное преимущество симметричного тиристора заключается в том, что с помощью одного управляющего электрода можно включить две встречно включенные тиристорные структуры. Сложность устройства прибора приводит к ухудшению ряда его характеристик. Поэтому предпочтительнее использовать два встречно включенных тиристора вместо симметричного.

Полевой тиристор. Это новый тип тиристора, управляемый напряжением, который в перспективе может заменить запираемый тиристор. Полевой тиристор представляет собой переключатель мощности, состоящий из $p-i-n$ -диода с управляющим электродом в виде сетки (рис. 2.57, а, б).

Когда анод положительнее катода, а на сетке низкое напряжение, анод инжектирует дырки в i -слой, сопротивление его снижается, напряжение между анодом и катодом в открытом состоянии 1В. Если на сетку подано высокое отрицательное напряжение, то вследствие сильного расширения области, обедненной зарядами, вокруг сетки под катодом образуется обедненный слой. Сетка выполняет роль эффективного коллектора, принимающего дырки из n -слоя (см. рис. 2.57, а). Образуется потенциальный барьер для электронов, инжектируемых из катода n^+ . В отсутствие электронов дырки также не могут инжектироваться анодом. Прибор оказывается в закрытом состоянии. В процессе запираания ток анода I_A переключается в цепь сетки (см. рис. 2.57, б).

При росте отрицательного напряжения на сетке увеличивается анодное напряжение отпираания прибора (рис. 2.57, в).

Основные понятия. Успешно развивается новое направление конструктивных решений элементов силовой электроники: применение модульных конструкций, интеграция силовых элементов и устройств управления в одном модуле.

Модулем в электронике называют функционально законченный узел электронной аппаратуры, оформленный конструктивно как самостоятельное изделие.

Новые тенденции наблюдаются в развитии элементной базы систем тиристорного электропривода, управления и автоматического регулирования, широко применяются микросхемы, процессоры и структуры вычислительной техники, в том числе построенные по магистрально-модульному принципу. Это позволяет создавать преобразователи с более гибкими характеристиками (программный пуск, автоматическое регулирование двигателей, защита преобразователя, улучшенный коэффициент мощности и т.д.).

Применение новых типов СПП и модульных конструкций позволяет снизить объем, массу и потери преобразователя, повысить КПД установки и улучшить характеристики и энергетические показатели. Выпуском силовых полупроводниковых модулей заняты более 20 ведущих зарубежных фирм [2]. Номенклатура модулей достигла более тысячи типов.

Силовые полупроводниковые модули. Модули выполняются на токи более 10 А и делятся на диодные, транзисторные, диодно-транзисторные и функциональные. В табл. 2.1 приведены параметры некоторых видов силовых полупроводниковых модулей. Модули выполняются в прочном пластмассовом корпусе с паяными контактами и изолированным основанием. Все электрические контакты находятся в верхней части корпуса. Отвод тепла осуществляется через основание.

Такие модули находят применение при создании неуправляемых и управляемых выпрямителей, автономных инверторов для питания двигателей постоянного и переменного тока средней мощности, преобразователей индукционного нагрева, сварочных аппаратов, источников бесперебойного питания, бытовой и студийной техники.

На основе новейших пленочных технологий гальванотехники и бескорпусных безвыводных СПП ведущими фирмами разработаны силовые диодные и тиристорные модули 1200А/3300В и 1800А/1600В и образцы на более высокие токи и напряжения [2].

Функциональные силовые полупроводниковые модули. В виде модулей оформляются отдельные функционально законченные устройства. Среди таких устройств наиболее распространенными являются однофазные и трехфазные диодные, тиристорные и транзисторные выпрямители и инверторы [2]. В табл. 2.2 приведены данные некоторых видов функциональных силовых полупроводниковых модулей. Конструктивное оформление аналогично рассмотренным выше модулям.

Таблица 2.1

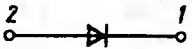
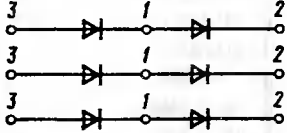
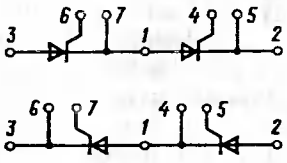
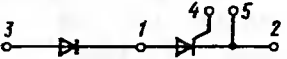
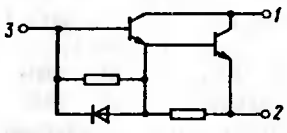
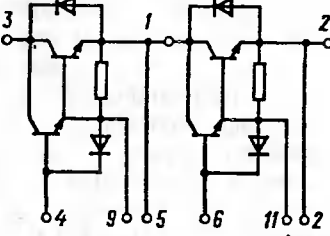
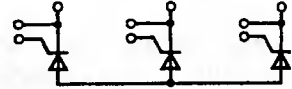
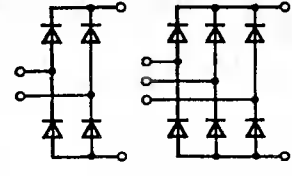
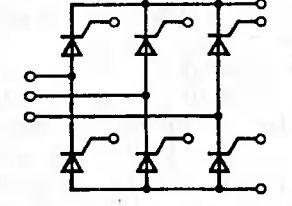
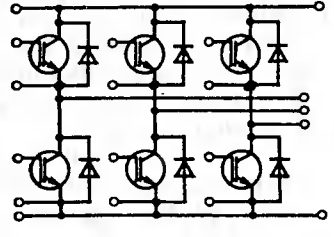
Вид и обозначение модуля	Предельный ток (I_{FAV} , I_{TAV}), А	Повторяющееся напряжение U_{RRM} , В	Схема
Диодный выпрямительный MD-50	50	400-1600	
Диодные MDD-63, MDD1-63, MDD2-63	63	200-1200	
Тиристорные МТТ-50, МТТ1-50	50	200-1200	
Диодно-тиристорные MDT-50	50	200-1200	
Транзисторные MTKD-1D-50-6	50	600	
Транзисторные MTKD-2D-100-6	100	600	

Таблица 2.2

Вид и обозначение модуля	Предельный ток, А	Повторяющееся напряжение, В	Схема модуля
Тиристорный тройной ТТМ-80	80	400-1600	
Мосты диодные одно- и трехфазные DMO-100 DMT-150	100 150	200-1600 200-1600	
Мост трехфазный тиристорный мощностью: 10-100 кВ·А версия ТТ версия ТТВГС более 100 кВ·А с эпоксидными дисками	300-1500 60-1100 300-1500	До 2500 До 1600 До 2500	
Мост трехфазный на основе IGBT-транзисторов для автономного инвертора: стандартный высокомощный	15-400 700-1200	1200 1600	

Элементная база силовой электроники развивается очень быстро. Осваиваются новые и более совершенные технологии. Более широко используются полностью управляемые СПП, главным образом, приборы с полевым управлением. Применение традиционных типов СПП (тиристора и биполярного транзистора) во многих областях со средними мощностями (до сотен киловатт) заметно сокращается.

3. РЕЖИМЫ РАБОТЫ И ЗАЩИТА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

3.1. МОЩНОСТЬ ПОТЕРЬ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

Составляющие мощности потерь. Мощность P_d , рассеиваемая полупроводниковым прибором, складывается из мощностей, выделяющихся в переходных процессах при включении и выключении (P_s), во включенном (P_c) и выключенном (P_l) состояниях, во входной цепи управления (P_g).

Средняя за период мощность потерь

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt, \quad (3.1)$$

где T — период изменения тока, равный $1/f$.

Для вычисления P_d обычно рассчитывают и суммируют отдельные составляющие мощности.

Мощность, выделяющаяся при включении и выключении диодов. При переключении силовых полупроводниковых приборов, когда переходные процессы, связанные с накоплением избыточных зарядов при включении или с рассасыванием накопившегося заряда при выключении, еще не завершены. Стационарные соотношения между током и напряжением на приборе нарушаются. В этих режимах мгновенная мощность потерь, как правило, превышает мощность потерь в стационарном режиме при тех же токах и напряжениях. Дополнительные потери энергии в режимах переключения (коммутации) называются коммутационными потерями.

В диодах при включении (рис. 3.1) прямое напряжение в начальный период времени определяется падением напряжения на n -базе, когда уровень инжекции в ней еще низкий. Стационарное значение избыточного заряда дырок в базе диода достигается за время установления $t_y \approx (2+3)\tau_p$, где τ_p — время жизни дырок. Падение напряжения в n -базе (u_n) может быть достаточно высоким и превышать суммарное падение напряжения на p - n -переходах структуры ($p^+ - n, n^+ - p$). Затем это напряжение снижается, и результирующее напряжение приближается к значению U_{Fmax} .

Энергия коммутационных потерь при включении

$$E_{FT} = \frac{I_{Fmax} L_n^2}{\mu_n + \mu_p} \ln \left[\frac{I_{Fmax} \tau_p \rho_n (\mu_n + \mu_p)}{L_n S} \right], \quad (3.2)$$

где L_n — длина n -базы; μ_n, μ_p — подвижности электронов и дырок соответственно; ρ_n — сопротивление базы; S — площадь поверхности структуры.

Энергия потерь за одну секунду равна мощности потерь:

$$P_{FT(AV)} = E_{FT} f, \quad (3.3)$$

где f — частота включений.

Например, при $I_{Fmax} = 200$ А, $L_n = 2 \cdot 10^{-4}$ м, $\tau_p = 10^{-5}$ с, $\rho_n = 5000$ Ом·м, $S = 0,001$ м², $\mu_n = 0,135$ м²/(В·с), $\mu_p = 0,135$ м²/(В·с). Для кремния получено $E \approx 1,8 \cdot 10^{-4}$ Дж. Даже при частоте $f = 10000$ Гц потери $P_{FT(AV)} = 1,8$ Вт, т. е. малы по сравнению с потерями в стационарном состоянии $P_{F(AV)} = 100$ Вт. Поэтому коммутационными потерями при включении диодов можно пренебречь.

Коммутационные потери при выключении диодов обусловлены конечным временем рассасывания избыточного заряда дырок $Q_p = I_{Fmax} \tau_p$, накопленного в n -базе (рис. 3.2).

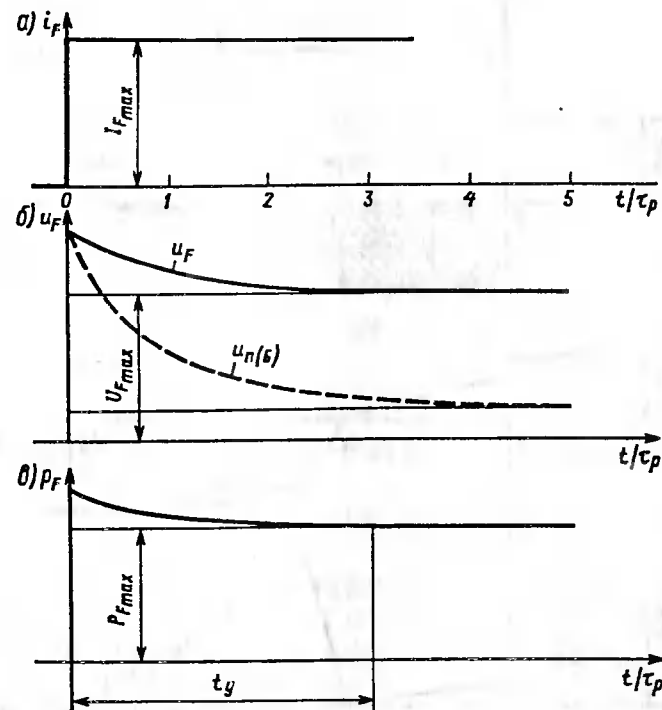


Рис. 3.1. Зависимость мгновенных значений тока (а), напряжения (б) и мощности потерь (в) при включении диода от времени при больших значениях прямого тока (высоких уровнях инжекции в базе)

Прямое напряжение u_F на диоде при $t > 0$ после спада прямого тока $I_{F\max}$ до нуля называется *послекоммутационной ЭДС*. Режимы переключения диода из прямого в обратное направление разнообразны. На рис. 3.2 приведен случай резкой смены полярности напряжения источника в режиме ограничения обратного тока резистором в цепи диода. При принудительном переключении диода избыточный заряд дырок в n -базе исчезает в результате рекомбинации и благодаря его уходу через обратно смещенный p - n -переход (заряд восстановления Q_{rr}). Заряд Q_{rr} равен приблизительно половине избыточного за-

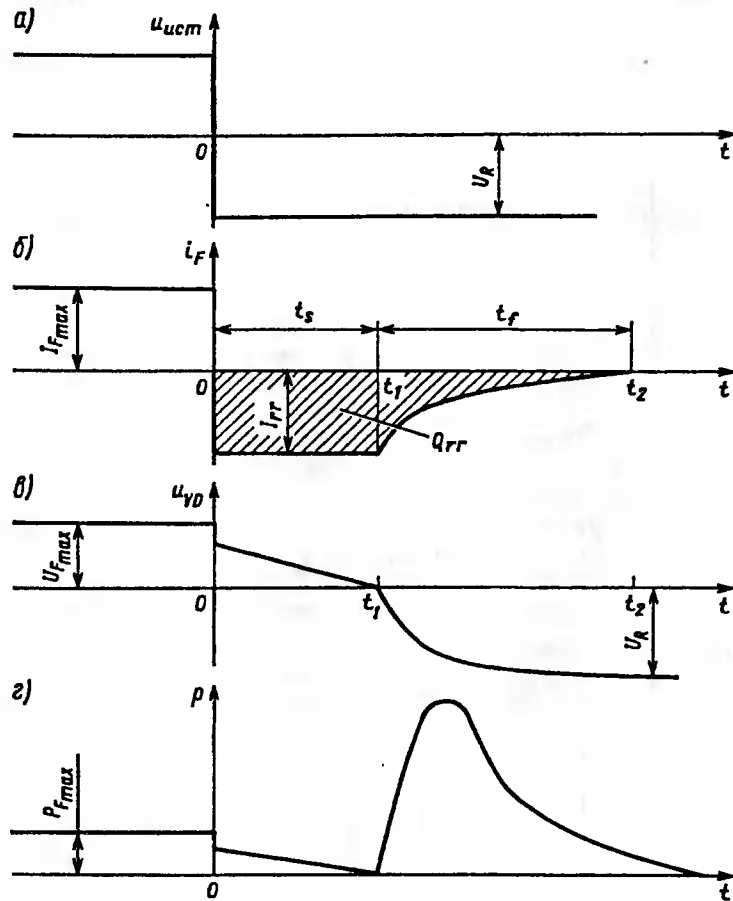


Рис. 3.2. Временные диаграммы напряжения источника питания (а), тока диода (б), напряжения на диоде (в) и мощности потерь (г) при выключении

ряда в n -базе. Другая половина этого заряда успевает рекомбинировать в течение переходного процесса выключения диода. В момент t_1 (рис. 3.2) концентрация дырок в n -базе на границе с p^+ - n -переходом достигает равновесного значения. После этого p^+ - n -переход смещается в обратном направлении и сопротивление его возрастает. Обратный ток уменьшается. Обратное напряжение при этом увеличивается за время $t_f = t_2 - t_1$ до значения U_R . Коммутационные потери на интервале времени запаздывания $t_s < t_1$ незначительны, так как напряжение на диоде мало. Наиболее существенными являются потери за время рассасывания ($t_1 - t_2$), когда обратный ток и обратное напряжение на диоде относительно большие. Мощность потерь на этом интервале может достигать сотен и тысяч ватт.

При синусоидальной форме прямого тока через диод максимальное значение обратного тока

$$I_{rr} = I_{F\max} \sin(0,5\omega\tau_p) \approx \pi I_{F\max} \tau_p f [7]. \quad (3.4)$$

На интервале $t_1 - t_2$ обратный ток экспоненциально уменьшается во времени:

$$i_{rr} = I_{rr} \exp\left(\frac{t-t_1}{B_f \tau_p}\right); \quad t > t_1, \quad (3.5)$$

где $B_f \approx 0,2+0,25$ для кремниевых диффузионных диодов.

Интервал $t_f = t_2 - t_1$ можно считать завершившимся при $i_{rr} = 0,25 I_{rr}$. В этом случае $t_f \approx 1,4$; $B_f \tau_p \approx (0,3-0,35)\tau_p$. Тогда энергия потерь при обратном восстановлении

$$E_{RQ} \approx 1,6\pi^2 I_{F\max} U_R \tau_p^3 f^2. \quad (3.6)$$

Средняя мощность потерь при обратном восстановлении

$$P_{RQ(AV)} \approx 1,6\pi^2 I_{F\max} U_R \tau_p^3 f^3. \quad (3.7)$$

Из приведенных соотношений следует, что мощность потерь при выключении пропорциональна кубу частоты синусоидального тока и кубу времени жизни дырок. Например, при $I_{F\max} = 200$ А, $U_R = 1000$ В, $\tau_p = 10^{-5}$ с, $f_1 = 50$ Гц, $f_2 = 500$ Гц, $f_3 = 5000$ Гц мощность потерь составляет соответственно сотые доли ватта, десятые доли ватта и 200 Вт. Таким образом, при частоте 50 Гц мощностью потерь при выключении диодов можно пренебречь, а при высокой частоте этот вид потерь следует учитывать.

Мощность коммутационных потерь тиристорov. Эти потери складываются из потерь при включении и выключении. Энергия потерь при включении для известных зависимостей напряжения $u_A(t)$ и тока $i_A(t)$ анода

$$E_{TT} = \int_0^{t_{gt}} u_A(t) i_A(t) dt, \quad (3.8)$$

где t_{gt} — сумма длительностей этапов задержки (t_3) включения, лавинообразного нарастания анодного тока (t_a) и установления стационарного состояния (t_y).

Характер изменения анодного напряжения и тока во времени зависит от параметров тиристора и от режима переключения в открытое состояние (напряжение источника, характер нагрузки силовой цепи, амплитуда и скорость нарастания импульса тока управляющего электрода). Аналитическое задание функций $u_A(t)$ и $i_A(t)$ на аноде весьма сложное. Поэтому часто используется графический метод определения энергии потерь при включении тиристорov. Для этого по осциллограммам анодного напряжения и тока строят график зависимости мощности потерь во времени (рис. 3.3), на котором выделяются три зоны: t_3 — задержки нарастания анодного тока, t_a — лавинного нарастания тока, t_y — установившегося состояния.

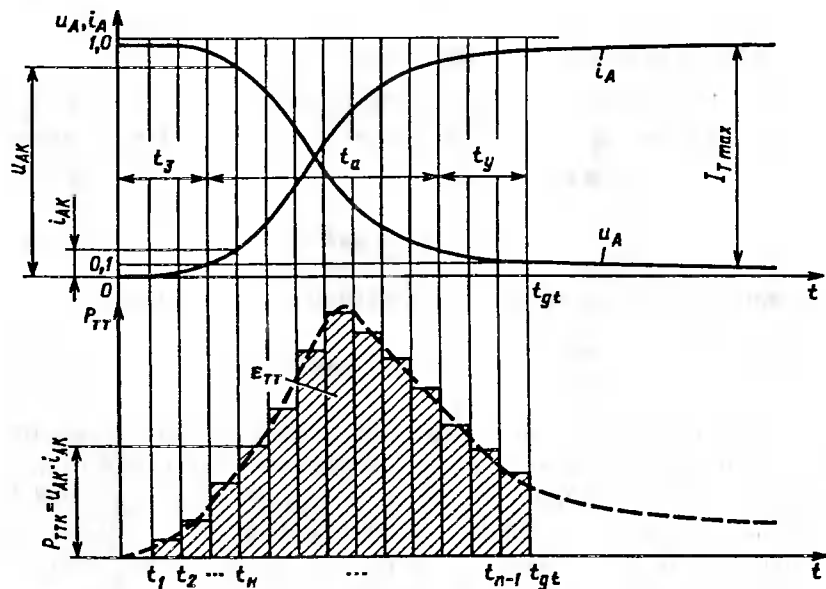


Рис. 3.3. Осциллограммы анодного напряжения и тока для определения энергии потерь при включении тиристора

Ориентировочные расчеты можно выполнить, используя ряд упрощающих допущений. Энергией потерь на этапе задержки E_{TT} можно пренебречь ввиду незначительной доли этой составляющей. На этапе лавинообразного роста тока площадь включенной области тиристорной структуры резко возрастает и зависимость тока от времени можно описать формулой

$$i_A(t) = I_{Tmax} - (I_{Tmax} - i_{A3}) \exp\left(-\frac{t - t_3}{\tau_H}\right), \quad t \geq t_3, \quad (3.9)$$

где I_{Tmax} — установившееся значение тока анода в открытом состоянии; i_{A3} — значение тока анода в конце этапа задержки; τ_H — постоянная времени анодной цепи, равная L_H/R_H .

Зависимость напряжения на аноде на этапе лавинообразного увеличения тока

$$u_A(t) = L_c \left[\frac{i_A(t)}{\tau} + \frac{I_{Tmax} - i_{A3}}{\tau_0} \exp\left(-\frac{t - t_3}{\tau_0}\right) \right], \quad (3.10)$$

где L_c — собственная индуктивность тиристора (на этапе включения).

Собственная индуктивность

$$L_c = \frac{(L_{n1} + L_{p2})^3}{12 \epsilon_r \epsilon_0 b V_{sp}^2 S},$$

где $L_{n1} + L_{p2}$ — суммарная ширина баз n_1 и p_2 ; ϵ_r, ϵ_0 — относительная диэлектрическая проницаемость кремния и электрическая постоянная; b — отношение подвижностей электронов и дырок (Si, $b = 2,8$); V_{sp} — тепловая скорость движения дырок в кремнии ($V_{sp} = 6 \cdot 10^6$ м/с при 25 °C).

Параметр

$$\tau_0 = \tau \frac{L_c + L_H}{L_c + R_H \tau}, \quad (3.11)$$

где τ — эффективное время жизни электронов и дырок в базах.

Энергия потерь на этом этапе

$$E_{TT \text{ нор}} = \int_0^{t_3 + t_a} u_A(t) i_A(t) dt. \quad (3.12)$$

Энергия потерь на этапе t_y может быть определена из условия

$$u_A(t) = U_{\Gamma TO} + r_T(t)I_{Tmax}, \quad (3.13)$$

где $U_{\Gamma TO}$ — пороговое напряжение тиристора; $r_T(t)$ — дифференциальное сопротивление тиристора.

Дифференциальное сопротивление тиристора зависит от времени и обратно пропорционально площади включенной области $S(t)$ структуры:

$$S(t) = S_0 \left(1 + \frac{u_A(t) - U_{TM}}{I_{Tmax} r_{TO}} \right)^{-1}, \quad (3.14)$$

где S_0 , r_{TO} — соответственно площадь структуры и дифференциальное сопротивление тиристора в открытом состоянии.

Тогда энергия потерь на этапе установления

$$E_{T\Gamma y} = \int_{t_3+t_4}^{t_3+t_4+t_y} U_{\Gamma TO} i_A(t) dt + r_{TO} \int_{t_3+t_4}^{t_3+t_4+t_y} i_A^2(t) \frac{S_0}{S(t)} dt. \quad (3.15)$$

Коммутационные потери при выключении наиболее существенны в случае приложения обратного напряжения (рис. 3.4).

До момента t_3 потери от обратного тока невелики. После восстановления обратного сопротивления анодного перехода J_1 обратный ток уменьшается, а анодное напряжение резко возрастает. При этом характер нарастания напряжения зависит от вида нагрузки в цепи тиристора. При активно-индуктивной нагрузке благодаря ЭДС самоиндукции возникает импульс коммутационного перенапряжения.

Мощность потерь на этапе спада тока $t_3 - t_4$ может достигать единиц и десятков киловатт. После момента спада ($t > t_4$) мощность потеря незначительна. Поэтому энергия потерь при выключении тиристора определяется этапом спада тока, когда ток можно аппроксимировать экспонентой:

$$i_A(t) = I_{rr} \exp\left(-\frac{t-t_3}{Bf\tau_p}\right); \quad t \geq t_3, \quad (3.16)$$

где Bf — константа, зависящая от параметров $p-n-p-n$ -структуры, обычно равна $0,1-0,33$ и определяется экспериментально для каждого типа тиристора; τ_p — время жизни дырок в n -базе.

Параметр

$$I_{rr} \approx -(0,6-0,7)\tau_p \frac{di_T}{dt}. \quad (3.17)$$

При активной нагрузке обратное напряжение нарастает по экспоненте:

$$u_A(t) = U_R \left[1 - \exp\left(\frac{-t-t_3}{Bf\tau_p}\right) \right]; \quad t \geq t_3. \quad (3.18)$$

Энергия потерь на этапе спада обратного тока

$$E_{RQ} \approx \frac{1}{2} I_{rr} U_R Bf\tau_p \approx (0,3+0,35) Bf\tau_p^2 U_R \left(-\frac{di_T}{dt}\right). \quad (3.19)$$

При синусоидальном токе

$$-\frac{di_T}{dt} = 2\pi f I_{TM} = \frac{\pi I_{TM}}{t_1}, \quad (3.20)$$

где I_{TM} и t_1 — соответственно амплитуда и длительность импульса прямого тока тиристора.

Напряжение $U_R \approx 2\pi f \tau_p U_M$, где U_M — амплитудное значение напряжения. При этом энергия потерь в процессе выключения тиристора

$$E_{RQ} = (12+14) Bf\tau_p^3 I_{TM} U_M, \quad (3.21)$$

где $U_M = I_{TM} R_n$.

При активно-индуктивной нагрузке ток отстает от напряжения. На рис. 3.4 штриховой линией изображена зависимость напряжения на тиристоре при данном виде нагрузки.

На индуктивности нагрузки в момент t_3 возникает противо-ЭДС:

$$u_L = \frac{I_{rr} L_n}{t_4 - t_3} = \frac{2}{Bf f L_n I_{TM}}, \quad (3.22)$$

которая прикладывается к тиристору. На данном этапе тиристор находится под обратным напряжением $U_R = u(t_3) + u_L$:

$$u(t_3) = (12+14) Bf\tau_p^3 f^2 I_{TM}^2 R_n + 8 \left(\pi + \frac{1}{Bf} \right) Bf\tau_p^2 f^2 I_{TM} L_n. \quad (3.23)$$

Из формулы (3.23) следует, что с ростом индуктивности нагрузки энергия потерь при выключении возрастает.

Мощность коммутационных потерь в транзисторах. При работе в ключевом режиме транзистор находится в состоянии насыщения или отсечки и кратковременно при переключении — в активном режиме. Режим отсечки характеризуется малым током и большим напряжением

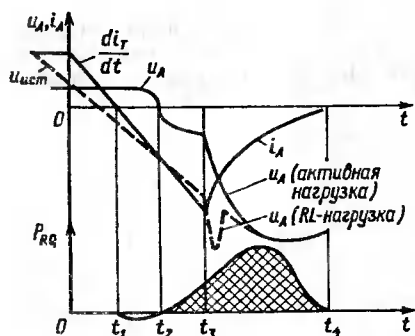


Рис. 3.4. Временные диаграммы анодного напряжения u_A , тока i_A , мощности потерь P_{RQ} и напряжения источника $u_{ист}$ при активной и активно-индуктивной нагрузке

ем, а режим насыщения — малым напряжением при большом токе. Мощность потерь в двух основных состояниях меньше, чем в активном режиме, когда протекают большие токи при высоких напряжениях. При высоких частотах переключений эта мощность играет решающую роль в балансе мощностей, рассеиваемых транзистором.

Во время формирования фронта и среза импульса (рис. 3.5) при переключениях для упрощения расчетов часто применяют линейные изменения тока и напряжения на интервале переключения [2,7].

Примем длительности фронта t_ϕ и среза t_c импульса одинаковыми. Тогда напряжение и ток на этапе фронта соответственно:

$$u = U_s \frac{t}{t_\phi}; \quad i = I_{\max} \left(1 - \frac{t}{t_\phi}\right), \quad (3.24)$$

где U_s и I_{\max} — соответственно максимальные значения напряжения и тока транзистора.

В этом случае мгновенная мощность, рассеиваемая в транзисторе,

$$P_s = ui = U_s I_{\max} \frac{t}{t_\phi} \left(1 - \frac{t}{t_\phi}\right). \quad (3.25)$$

Интегрируя выражение (3.25) в пределах от 0 до t_ϕ и уравнивая результат, получим среднюю за период переключения $T_s = 1/f_s$ мощность потерь, выделяемую при включении и выключении транзистора:

$$P_s = \frac{U_s I_{\max}}{3 T_s} t_\phi. \quad (3.26)$$

Для индуктивной нагрузки (рис. 3.4 — штриховая линия)

$$P_s = \frac{U_s I_{\max}}{2 T_s} t_\phi. \quad (3.27)$$

Мощность потерь при переключениях транзистора увеличивается с ростом частоты переключений.

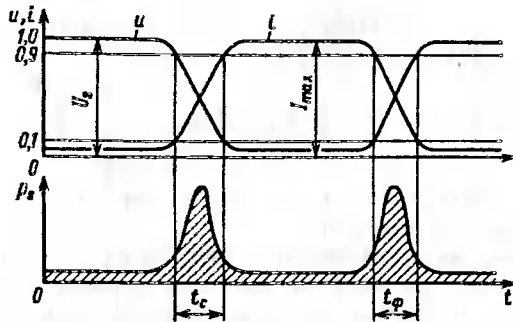


Рис. 3.5. Временные диаграммы напряжения, тока и мощности потерь при переключениях транзистора

Суммарные мощности потерь в полупроводниковых приборах. Для диодов суммарная мощность потерь включает в себя потери при смещении в прямом направлении и коммутационные потери, и согласно выражениям (2.4) и (3.7)

$$P_d = U_{TO} I_{FAV} + k_\phi^2 I_{FAV}^2 r_T + 1,6\pi^3 I_{FAV} U_m^3 r_p^3 f^3, \quad (3.28)$$

где U_m — амплитуда обратного напряжения.

Для тиристорov средняя мощность потерь с учетом потерь в открытом состоянии и потерь при включении и выключении с учетом формул (2.4), (3.15) и (3.21)

$$P_d = U_{T(OT)} I_{TAV} + k_\phi^2 I_{TAV}^2 r_T + (E_{TTY} + E_{RQ}) f. \quad (3.29)$$

Суммарная мощность потерь, выделяемых в транзисторе за время отсечки (выключенного состояния) и время насыщения (включенного состояния) и за время формирования фронта и среза импульса (переключений), с учетом выражения (3.26)

$$P_d = I_{\max}^2 r \frac{t_{\text{нас}}}{T_s} + U_{\text{нас}} I_{\max} + U_s I_{\text{отс}} \frac{t_{\text{отс}}}{T_s} + \frac{U_s I_{\max}}{3} \frac{t_\phi}{T_s}, \quad (3.30)$$

где r — сопротивление транзистора в открытом состоянии, для биполярного транзистора в схеме ОЭ $r = r_e + r_k$; $U_{\text{нас}}$ — напряжение эмиттер-база насыщенного биполярного транзистора.

3.2. НАГРЕВАНИЕ И ТЕПЛОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Тепловой режим силовых полупроводниковых приборов. Выделяющаяся в полупроводниковом кристалле электрическая мощность P_d рассеивается в виде тепла, которое должно быть отведено от $p-n$ -переходов. Надежность прибора непосредственно зависит от максимальной температуры полупроводниковой структуры, а способ отведения тепла определяет зависимость температуры от выделяющей мощности.

Статическое уравнение имеет вид:

$$P_d = h A \Delta T, \quad (3.31)$$

где h — коэффициент теплопередачи; A — площадь поперечного сечения канала передачи тепла; ΔT — разность температур на концах этого канала.

Тепловой канал исходит из небольшого объема полупроводникового кристалла, в котором он зарождается, проходит через несколько слоев различных материалов, из которых изготавливаются термокомпенсаторы (вольфрам, молибден), прокладки (серебро, олово), основание (медь), охладитель (алюминий, силумин), и отводится в окружающую среду. Каждый из этих слоев обладает определенной харак-

теристикой теплопередачи и оказывает сопротивление распространению теплового потока, вследствие чего создается перепад температур между полупроводниковой структурой и каждым из слоев. Тепловой расчет с учетом тепловых параметров всех разнородных слоев представляет собой довольно непростую многомерную задачу.

Тепловое сопротивление. Для характеристики теплопередающих свойств прибора удобнее ввести понятие теплового сопротивления и пользоваться при расчетах моделями, имитирующими отвод тепла на основе аналогии между уравнениями теплопередачи и законом Ома. При этом перепад температур ΔT уподобляется разности потенциалов, тепловое сопротивление R_{th} — электрическому сопротивлению, а поток тепловой мощности P_d — току в цепи.

В соответствии с этой аналогией

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P_d} = \frac{1}{hA}. \quad (3.32)$$

Путь теплового потока через последовательность конструктивных элементов можно представить эквивалентной цепью с последовательным соединением тепловых сопротивлений, соответствующих участков цепи (рис. 3.6):

$$R_{thjc} = \frac{T_j - T_c}{P_d}, \quad (3.33)$$

$$R_{thch} = \frac{T_c - T_h}{P_d}, \quad (3.34)$$

$$R_{thha} = \frac{T_h - T_a}{P_d}, \quad (3.35)$$

где T_j , T_c , T_h , T_a — соответственно температуры структуры, корпуса, охладителя, охлаждающей среды; R_{thjc} , R_{thch} , R_{thha} — соответственно тепловые сопротивления участков цепи "полупроводниковая структура — корпус прибора", "корпус прибора — контактная поверхность охладителя", "контактная поверхность охладителя — охлаждающая среда".

Результирующее тепловое сопротивление цепи "структура прибора — охлаждающая среда"

$$R_{thja} = R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha} = \frac{T_j - T_a}{P_d}. \quad (3.36)$$

Для повышения нагрузочной способности при заданной максимальной температуре структуры стремятся уменьшить общее тепловое сопротивление. Для силовых приборов основную долю в общем тепловом сопротивлении составляет сопротивление "охладитель — среда" R_{thha} , достигающее 70—80 %; сопротивление "структура—корпус" составляет 15—25 % и остальную долю — сопротивление "корпус—охладитель".

Для приборов таблеточной конструкции с двусторонним отводом тепла тепловое сопротивление "структура—корпус" определяется исходя из схемы параллельного включения тепловых сопротивлений со стороны анода R_{thjcA} и катода R_{thjcK} прибора,

$$R_{thjc} = \frac{R_{thjcA}R_{thjcK}}{R_{thjcA} + R_{thjcK}}. \quad (3.37)$$

Сопротивление "корпус—охладитель" R_{thha} является нестабильным и зависит от типа корпуса, площади контакта, силы сжатия корпуса с охладителем, типа теплопроводящей прослойки между корпусом и охладителем. В качестве этой прослойки может быть применен специальный силиконовый смазочный материал. Иногда это может быть электроизолирующая прокладка. В качестве теплопроводящих прокладок могут использоваться слюда, оксид алюминия, оксид бериллия. Применение теплопроводящего смазочного материала уменьшает сопротивление "корпус—охладитель" в 3—5 раз, а установка электроизолирующей прокладки увеличивает это сопротивление в 4—8 раз.

Тепловое сопротивление "охладитель—охлаждающая среда" зависит от типа охладителя и охлаждающей среды (воздушная, жидкостная). Наиболее часто используются воздушные охладители, которые иногда называют *радиаторами*. Тепловое сопротивление простейшего воздушного охладителя в виде прямоугольной пластины может быть найдено из соотношения [9]:

$$R_{thha} = \frac{3,3}{\sqrt{\lambda w}} C_f^{0,25} + \frac{650}{A} C_f, \quad (3.38)$$

где λ — коэффициент теплопроводности охладителя, Вт/(К·см) (для Al — 2,08; Cu — 3,85; стали — 0,46 Вт/(К·см)); w — толщина пластины в см; A — площадь поверхности, см²; C_f — поправочный коэффициент, учитывающий состояние поверхности и расположение в пространстве (при горизонтальном расположении для блестящей поверхности — 1, для черной — 0,50; при вертикальном расположении для блестящей поверхности — 0,85, для черной — 0,43).

Формула (3.38) отражает сопротивление для простого случая расположения греющего прибора в центре пластины и отсутствия поблизости других охладителей. В реальных условиях задача значительно сложнее, и рассчитать сопротивление "охладитель — среда" довольно трудно. Поэтому для типовых охладителей составлены соответствующие характеристики. Из формулы (3.38) следует, что для снижения сопротивления нужно увеличивать площадь поверхности, для чего

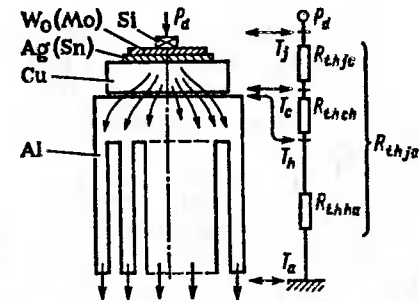


Рис. 3.6. Схема определения теплового сопротивления силового полупроводникового прибора

охлаждатель выполняют ребренным. Большое значение имеет состояние поверхности: ее следует выполнять матовой и черной. Расположение поверхности должно быть вертикальным.

Эффективное снижение сопротивления достигается при обдуве конструкции (рис. 3.7). Если воздушный поток ламинарный, то отвод теплоты пропорционален квадратному корню из скорости воздушного потока, если поток турбулентный — скорости в степени 0,8. Наиболее интенсивно сопротивление снижается до скорости обдува 6 м/с. При скорости более 12 м/с снижение сопротивления незначительно, поэтому для общей экономии не применяют скорость обдува выше этого значения. Дальнейшее улучшение характеристик теплоотвода можно получить, используя водяное или масляное охлаждение.

Приведенные выражения для теплового сопротивления относятся к установленному тепловому режиму.

Переходное тепловое сопротивление. В переходных режимах тепловое состояние полупроводникового прибора зависит от теплопередачи и теплоемкости конструкции и изменяется во времени по мере распространения теплового потока по конструкции. Оно характеризуется переходными тепловыми сопротивлениями "переход — среда" $Z_{(th)ja}$ и "переход — корпус" $Z_{(th)jc}$ (рис. 3.8). Зависимости $Z_{(th)t}$ приводятся в справочных данных для конкретных типов полупроводниковых приборов с типовыми охладителями. На рис. 3.8 приведены переходные тепловые сопротивления "переход — корпус" $Z_{(th)jc}$ и "переход — среда" $Z_{(th)ja}$ для диода Д143-1000 с тепловым охладителем О243-150. Характеристики построены в логарифмическом масштабе по оси времени. На начальной стадии переходного процесса примерно в течение 1 с процесс нагревания определяется самим полупроводниковым прибором. На последующих стадиях длительностью до 1000 с происходит медленное распространение теплового потока на весь объем конструкции с охладителем. После этого наступает состояние термодинамического равновесия, тепловое сопротивление достигает установившегося значения R_{thja} , которое зависит от условий охлаждения и, прежде всего, от скорости охлаждающего воздуха.

На начальном участке переходного процесса сопротивление невелико, а затем оно начинает быстро возрастать, поскольку теплоемкость элементов полупроводникового прибора мала. Этот участок характеристики в справочных материалах приводится в другом масштабе (кривая б, см. рис. 3.8).

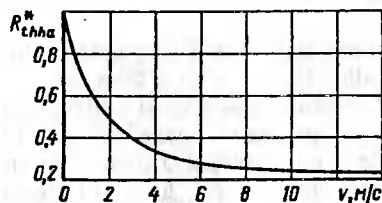


Рис. 3.7. Зависимость теплового сопротивления "охлаждатель — охлаждающая среда" (относительные значения) от скорости воздушного потока

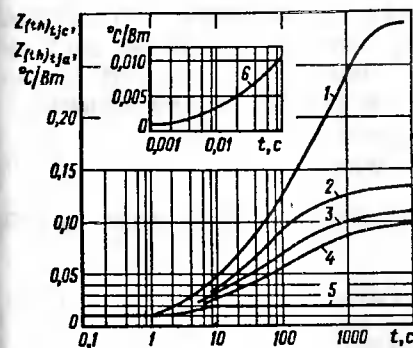


Рис. 3.8. Временные диаграммы переходных тепловых сопротивлений "переход — корпус" $Z_{(th)jc}$ (кривая 5) и "переход — среда" $Z_{(th)ja}$ при скоростях охлаждающего воздуха 0 м/с (кривая 1), 3 м/с (кривая 2), 6 м/с (кривая 3) и 12 м/с (кривая 4)

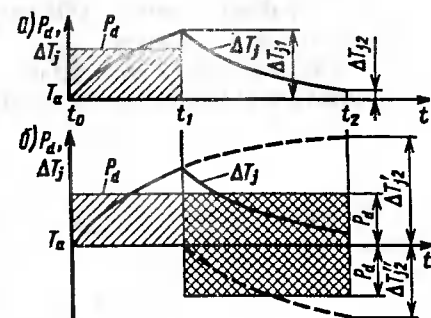


Рис. 3.9. Графики изменения мощности потерь и температуры для расчета повышения температуры полупроводниковой структуры

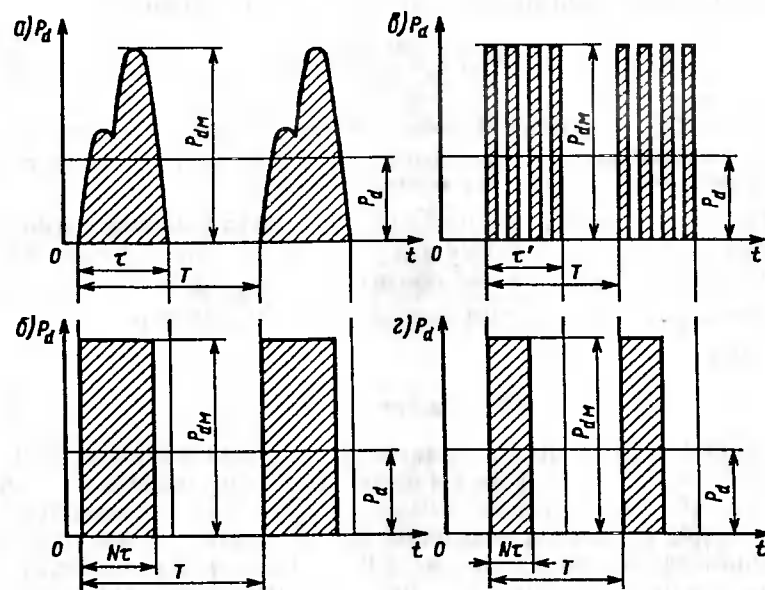


Рис. 3.10. Графики замены импульсов мощности произвольной формы на эквивалентные прямоугольные импульсы

Метод расчета температуры нагрева полупроводниковой структуры. По известным значениям $Z_{(th)ija}$ для конкретных временных интервалов t в соответствии с выделяющейся мощностью потерь P_d можно рассчитать температуру полупроводниковой структуры в момент t :

$$T_{jt} = T_a + P_d Z_{(th)ija}. \quad (3.39)$$

Превышение температурой структуры температуры охлаждающей среды

$$\Delta T_{jt} = T_{jt} - T_a = P_d Z_{(th)ija}. \quad (3.40)$$

Метод расчета заключается в следующем [27].

Пусть необходимо рассчитать превышение температуры структуры ΔT_{j2} в момент t_2 над температурой охлаждающей среды T_a при условии, что на интервале $t_0 - t_1$ в приборе выделяется греющая мощность потерь P_d (рис. 3.9, а). На этом интервале температура повышается на ΔT_{j1} . Затем, на интервале $t_1 - t_2$ температура падает и превышение ее в момент t_2 составит ΔT_{j2} . Для расчета ΔT_{j2} в момент t_2 условно увеличивают длительность импульса мощности и предполагают, что на интервале $t_1 - t_2$ рассеивается отрицательная мощность того же абсолютного значения P_d (рис. 3.9, б).

Превышение температуры структуры в этом случае

$$\Delta T_{j2} = \Delta T_{j2}'' - \Delta T_{j2}' = P_d Z_{(th)ija}^{t_2-t_0} + (-P_d) Z_{(th)ija}^{t_2-t_1}, \quad (3.41)$$

где $Z_{(th)ija}^{t_2-t_0}$ и $Z_{(th)ija}^{t_2-t_1}$ — значения переходного теплового сопротивления "переход — охлаждающая среда", соответствующие интервалам времени $t_2 - t_0$ и $t_2 - t_1$ и определяемые по зависимости $Z_{(th)ija}(t)$ при заданном охлаждении.

В расчетах встречаются более сложные виды нагрузок с изменяющимися P_d и $Z_{(th)ija}$. Поэтому для сокращения записи формул будем использовать сокращенные обозначения: $Z_{(th)ija} - Z$, $R_{thja} - R_T$, $Z_{(th)ija}^{t_2-t_0} - Z_{2-0}$ и т. д. С учетом этого упрощения формула (3.41) принимает вид:

$$\Delta T_{j2} = P_d (Z_{2-0} - Z_{2-1}). \quad (3.42)$$

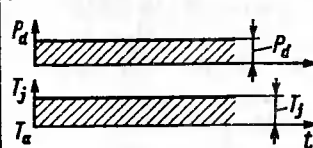
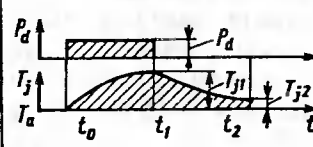
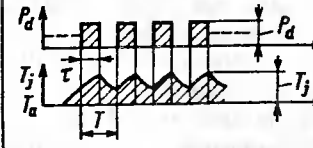
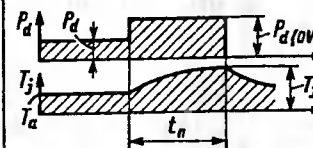
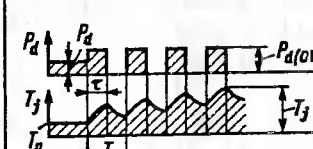
В формуле (3.42) предполагается прямоугольная форма греющего импульса P_d . Реальная форма в преобразователях отличается от прямоугольной. В рассматриваемом методе (рис. 3.10) применяется преобразование импульсов мощности любой формы в прямоугольную. Преобразованные импульсы (рис. 3.10, б) имеют ту же амплитуду, что и реальные импульсы мощности (рис. 3.10, а) и то же среднее значение за период T , а их длительность определяется исходя из условия

$$N\tau = \frac{P_d}{P_{dm}} T. \quad (3.43)$$

Этот способ применим для одиночных импульсов и пакетов импульсов мощности (рис. 3.10, в, г).

В табл. 3.1 приведены расчетные соотношения для определения температуры полупроводниковой структуры при различных режимах работы приборов, полученные с использованием рассмотренного метода.

Таблица 3.1

Режим работы полупроводникового прибора	Диаграмма	Расчетная формула
Непрерывная установленная нагрузка		$T_j = T_a + P_d R_T$
Однократный импульс нагрузки		$T_{j1} = T_a + P_d Z_{1-0}$ $T_{j2} = T_a + P_d (Z_{2-0} - Z_{2-1})$
Длинная серия импульсов нагрузки		$T_j = T_a + P_d \left[\frac{\tau R_T}{T} + 1 - \frac{\tau}{T} Z_{\tau+T} - Z_T + Z_{\tau} \right]$
Перегрузка, следующая за непрерывной работой		$T_j = T_a + P_d R_T + (P_{d(ov)} - P_d) Z_{in}$
Импульсная перегрузка, следующая за непрерывной работой		$T_j = T_a + P_d R_T + \left[\left(\frac{\tau}{T} - \frac{P_d}{P_{d(ov)}} \right) Z_{in} + \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) Z_{T+\tau} - Z_T + Z_{\tau} \right]$

Способы охлаждения. Отведение от полупроводниковых приборов греющей мощности, достигающей сотен ватт и даже нескольких киловатт, осуществляется системой охлаждения, в которую входят охладитель и охлаждающая среда. В качестве охлаждающей среды используется воздух, масло или вода. Основные физические константы, характеризующие теплотехнические свойства охлаждающих сред, приведены в табл. 3.2. Сравнительная теплопередача системы, в которой используется в качестве охлаждающей среды воздух, масло, вода, характеризуется соотношением 1:10:100, т. е. наилучший отвод теплоты достигается при передаче от металла охладителя к охлаждающей воде.

Передача теплоты (в газах, жидкостях и твердых телах) происходит от молекулы к молекуле. При конвекции передача теплоты происходит в результате взаимодействия масс материальных частиц. Различают свободную и принудительную конвекцию. В принудительной конвекции охлаждающая среда (воздух или жидкость) перемещается посредством вентилятора или насоса. При тепловом излучении теплота передается благодаря распространению электромагнитных волн в области инфракрасного спектра. Излучение является видом передачи теплоты, которая может осуществляться в том числе и в вакууме.

В зависимости от вида охлаждающей среды системы охлаждения принято разделять на воздушные, жидкостные и испарительные.

Способы охлаждения полупроводниковых приборов разнообразны и могут основываться на их прямом (непосредственном) взаимодействии с внешней охлаждающей средой или на применении промежуточного контура с теплоносителем. В зависимости от реализации движения охлаждающей среды относительно охладителя различают естественное и принудительное охлаждение.

Таблица 3.2

Физические константы	Воздух	Масло	Вода
Коэффициент теплопроводности, Вт/(м·К)	0,028	0,12	0,624
Удельная теплоемкость, Дж/(кг·К)	1000	1900	4200
Плотность, кг/м	1,09	859	988
Кинематическая вязкость, м ² /с	18·10 ⁻⁶	9,3·10 ⁻⁴	0,55·10 ⁻⁶
Коэффициент теплопередачи "металл-охлаждающая среда", Вт/(м ² ·К)	35 при v = 6 м/с	350	3500

Воздушное естественное и принудительное охлаждение. Естественное охлаждение достигается благодаря конвекции и излучению при свободном движении воздушного потока вдоль поверхностей охладителя и самого прибора.

В воздушной системе охлаждения для таблеточных СПП большой мощности (рис. 3.11) таблеточный СПП 2 крепится между двумя охладителями 1 и 3 с помощью двух болтов 4. Болты изолированы от охладителей втулками 5. Требуемое усилие сжатия обеспечивается траверзой 6 из закаленной стали. Для обеспечения равномерного давления на контактные поверхности таблетки усилие сжатия от траверзы передается через промежуточный полусферический элемент (на рис. 3.11 не показан). Охладители с продольными ребрами 7 представляют собой элементы с сильно развитой поверхностью из стандартных пресованных алюминиевых профилей разнообразного сечения. В комплекте с охладителем имеются токоподводящие шины 8 и детали крепления. В табл. 3.3 приведены технические данные типовых охладителей для воздушного охлаждения таблеточных СПП.

Буквенно-цифровое обозначение воздушных охладителей содержит: букву О, трехзначную цифру для обозначения конструктивного исполнения (для приборов штыревого исполнения последняя цифра 1, для приборов таблеточного исполнения — 3); трехзначную цифру, соответствующую длине L охладителя в мм; климатическое исполнение и категорию размещения. Например, полное обозначение охладителя О131-60У2 означает охладитель для прибора штыревого исполнения длиной 60 мм, исполнение для умеренного климата, категория размещения 2.

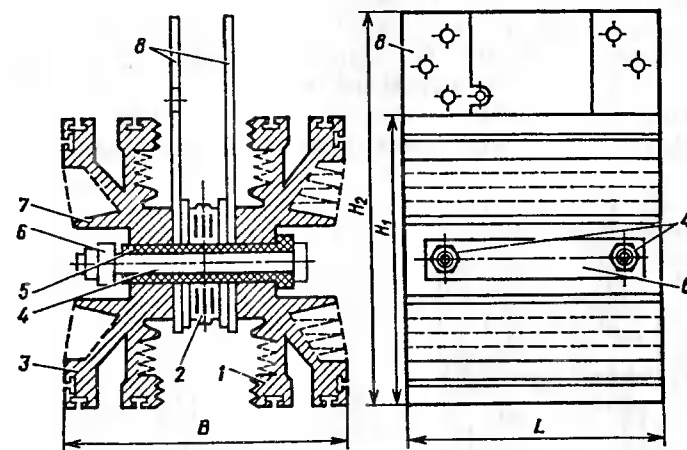


Рис. 3.11. Охладитель О243-150

Таблица 3.3

Параметр	O243-150	O135-150	O343-150	O353-150	O123-100	O143-150	O273-250	O173-200
Тепловое сопротивление $R_{th,th}$, °C/Вт, при охлаждении:								
естественном ($P_{рас}$, Вт)	0,28 (220)	0,27 (220)	-	0,34 (220)	0,7 (120)	0,5 (120)	0,13 (460)	0,15 (400)
принудительном ($v = 6$ м/с)	0,08	0,075	0,097	0,095	0,21	0,12	0,043	0,045
Наибольший диаметр таблетки СПП, мм	74	84	74	84	40	58	105	105
Осевое усилие сжатия, кН	15	26	15	26	8	15	50	50
Масса, кг	5,8	6,0	5,3	5,7	2,0	3,0	20,0	17,0
Размеры, мм:								
B	175	175	150	150	122	122	240	240
L	150	150	150	150	100	150	250	200
H_1	170	170	170	170	135	135	250	250
H_2	230	230	230	230	185	185	350	350

Охладитель воздушного охлаждения при размерах примерно $150 \times 150 \times 150$ мм³ обеспечивает при естественном охлаждении рассеивание мощности 220 Вт. Применение принудительного охлаждения позволяет с помощью этих же охладителей рассеивать мощность большую в 3—4 раза.

Принудительное охлаждение может быть воздушным и жидкостным, чаще всего водяным. Водяное охлаждение позволяет рассеивать большие мощности, чем воздушное охлаждение.

Упрощенная конструкция водяного охладителя (рис. 3.12) содержит основание 1 с двумя штуцерами, корпус 2 с внутренней полостью в виде сложного лабиринта для повышения теплопередачи и резьбовое отверстие 3 для крепления прибора 4. Для подвода и отвода

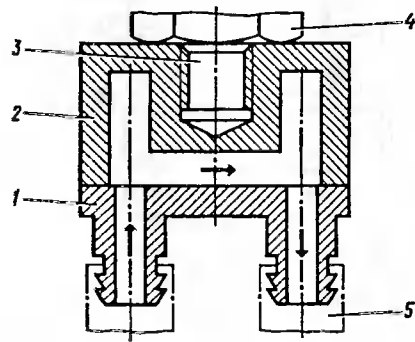


Рис. 3.12. Охладитель для полупроводникового прибора штыревого исполнения с водяным охлаждением

охлаждающей воды на штуцеры крепятся шланги 5. При двустороннем водяном охлаждении таблеточных приборов водяные охладители позволяют рассеивать мощности до 3 кВт и более. В качестве водопроводящих труб могут использоваться шины, на которых крепятся СПП.

Испарительное охлаждение с промежуточным теплоносителем. Такие системы охлаждения состоят из двух контуров: внутреннего замкнутого, в котором используется своя охлаждающая среда — теплоноситель, и наружного разомкнутого, который обеспечивает охлаждение промежуточного теплоносителя. Принцип их действия заключается в том, что теплота от СПП передается жидкости (например, воде), которая испаряется, ее пары по трубкам внутреннего контура поступают в конденсатор и конденсируются, затем конденсат вновь поступает к охладителю СПП. Конденсатор включается во внешний разомкнутый контур, например, воздушного или жидкостного охлаждения.

В испарительной системе погружного типа (рис. 3.13, а) СПП 1, закрепленные в охладителях 2, помещаются в охлаждающую жидкость 3, которая заливается в закрытый бак 4. При нагревании приборов жидкость испаряется, и пар поступает в конденсатор 6, где конденсируется, и жидкость 7 из конденсатора вновь стекает в бак. Конденсатор охлаждается воздухом с помощью вентилятора 8. В качестве промежуточного теплоносителя используется легкокипящая жидкость, например фреон, точка кипения которого 47 °С. При этом в баке создается разрежение, что приводит к снижению точки кипения жидкости.

Может применяться также разнесенная испарительная система (рис. 3.13, б), в которой полупроводниковые приборы 1 закрепляются с помощью охладителей 2, заполненных охлаждающей жидкостью.

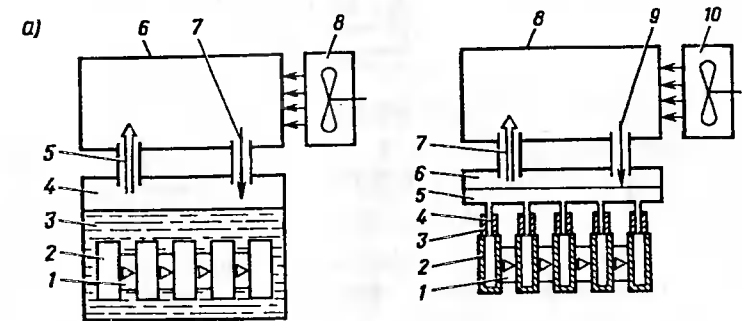


Рис. 3.13. Испарительные системы охлаждения

Корпус каждого охладителя посредством изолирующих патрубков 3 и соединительных труб 4 сообщается с баком 6, заполненным охлаждающей жидкостью 5. Пары жидкости 7 поступают в конденсатор 8, и конденсат 9 вновь стекает в бак 6. Конденсатор охлаждается с помощью вентилятора 10.

Обе рассмотренные системы испарительного охлаждения громоздки и сложны в эксплуатации. В современной преобразовательной технике перспективным является применение испарительной системы охлаждения с охладителями в виде тепловых труб (рис. 3.14, а), которые совмещают функции собственно охладителя и конденсатора.

Таблетка СПП 1 устанавливается на корпусе 2 охладителя, в который вмонтированы одна или несколько трубок 3. Внутренняя поверхность трубок покрыта слоем материала 4 с капиллярными каналами. Трубки герметически запаены и снабжены ребрами 5, многократно увеличивающими поверхность теплопередачи внешней охлаждающей среды. Внутренняя полость корпуса 2 и трубок 3 заполнена на 20—30 % объема жидкостью (промежуточный теплоноситель). Жидкость испаряется и в виде пара 6 движется вдоль трубок, где пары охлаждаются и конденсируются. Конденсат 7 по капиллярным каналам возвращается в зону нагревания. С помощью вентилятора 8 воздух

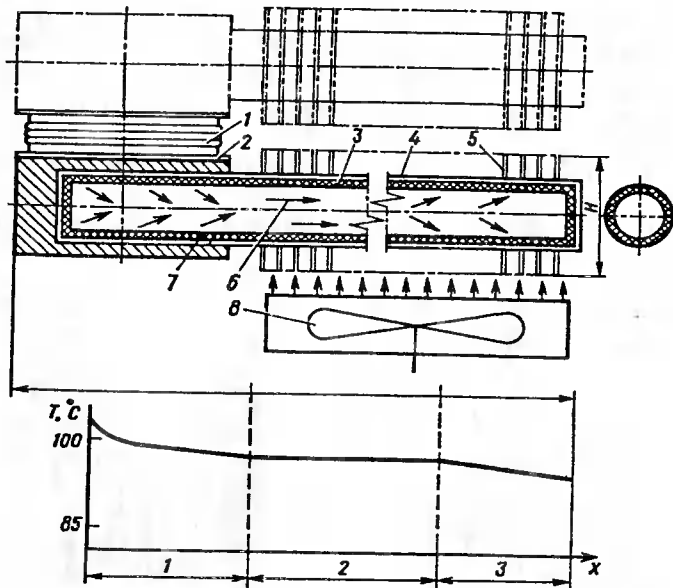


Рис. 3.14. Схема испарительного охлаждения с тепловой трубой и график изменения температуры

внешней среды направляется в межреберное пространство охладителя и выводит теплоту во внешнее пространство. В охладителе имеются (рис. 3.14, б) зоны парообразования 1, передачи теплоты 2, конденсации 3. В зоне 1 происходит интенсивное поглощение теплоты, а в зоне 3 — выделение теплоты. В отличие от простого охладителя, у которого теплосток со всех точек поверхности крайне неравномерный, в тепловой трубе достигается высокая интенсивность использования охлаждающей поверхности, благодаря чему можно рассеивать мощности до нескольких киловатт. При этом размеры и масса трубчатых охладителей меньше, чем у обычных воздушных охладителей. Тепловые трубы для СПП на токи 320—2000 А имеют длину $L = 600+650$ мм, ширину $B = 100+120$ мм, высоту $H = 60$ мм (см. прилож. 5).

Сравнение систем охлаждения. Ниже приведены обобщенные значения тепловых сопротивлений воздушной, водяной и испарительной систем охлаждения для СПП штыревого и таблеточного исполнения.

Исполнение	Штыревое	Таблеточное
Предельный ток, А	30—400	200—800
Тепловое сопротивление, °C/Вт:		
R_{thjc}	0,8—0,08	0,1—0,04
R_{thha} при охлаждении:		
воздушном:		
естественном	1,2—0,5	0,5—0,25
принудительном	0,4—0,15	0,2—0,08
водяном	0,08—0,06	0,04—0,02
испарительном	—	0,03

Испарительное охлаждение с тепловыми трубами позволяет получить результаты по интенсивности теплоотвода, сопоставимые с водяным охлаждением. При этом упрощается конструкция и снижаются затраты на эксплуатацию преобразователей. Сравнение по удельным габаритным показателям показывает, что для мощных СПП на токи 500—2000 А требуется объем на один прибор при обычных охладителях примерно 15 дм³, а для тепловых труб — 5 дм³. Поэтому наиболее эффективно применение мощных СПП с испарительной системой охлаждения.

Определение максимально допустимого предельного среднего тока прибора. Выше было получено уравнение (2.7), позволяющее определять нагрузочную способность силовых диодов. Среднее значение тока зависит от допустимой температуры нагрева полупроводниковой структуры T_{jmax} параметров прямой ветви ВАХ ($U_{(TO)}$, r_T) и коэффициента формы тока диода k_ϕ .

Коэффициент формы, представляющий собой отношение эффективного тока к среднему, зависит от скважности импульсов тока и формы импульсов.

В зависимости от условий работы прибора различают три значения максимально допустимого среднего за период тока: режим 1 при заданной температуре корпуса прибора и работе в однофазной схеме выпрямления с активной нагрузкой при синусоидальной форме тока с углом проводимости 180 эл. град. (кривая 1, см. рис. 3.15); режим 2 (см. рис. 3.15, кривая 2) при заданных условиях охлаждения с оговоренными температурой охлаждающей среды, типом охладителя и интенсивности охлаждения (скорость охлаждающего воздуха или расход воды) при работе в однофазной схеме на активную нагрузку с углом проводимости 180 эл. град.; режим 3 (см. рис. 3.15, кривая 3) при заданных условиях работы с оговоренными температурой охлаждающей среды, типом охладителя и интенсивности охлаждения, схемой преобразователя и формой тока прибора.

Для каждого из режимов с учетом метода, примененного при выводе уравнения (2.7), получены формулы [27] для диодов и тиристоров (табл. 3.4).

Режим	Формула максимально допустимого среднего тока для	
	диода (I_{FAVmax})	тиристора (I_{TAVmax})
1	$\sqrt{\frac{U_{TO}^2 + 9,8r_T \frac{T_{jmax} - [T_c]}{R_{thjc}} - U_{TO}}{4,9r_T}}$	$\sqrt{\frac{U_{T(TO)}^2 + 9,8r_T \frac{T_{jmax} - [T_c]}{R_{thjc}} - U_{T(TO)}}{4,9r_T}}$
2	$\sqrt{\frac{U_{TO}^2 + 9,8r_T \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{thja}} - U_{TO}}{4,9r_T}}$	$\sqrt{\frac{U_{T(TO)}^2 + 9,8r_T \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{thja}} - U_{T(TO)}}{4,9r_T}}$
3	$\sqrt{\frac{U_{TO}^2 + 4k_\phi^2 r_T \frac{T_{jmax} - [T_c]}{R_{thja}} - U_{TO}}{2k_\phi^2 r_T}}$	$\sqrt{\frac{U_{T(TO)}^2 + 4k_\phi^2 r_T \frac{T_{jmax} - [T_c]}{R_{thja}} - U_{T(TO)}}{2k_\phi^2 r_T}}$

В формулах использованы следующие обозначения: U_{TO} , $U_{T(TO)}$ — пороговые напряжения, В; r_T — дифференциальное сопротивление, Ом; T_{jmax} — максимально допустимая температура полупроводниковой структуры, °С; $[T_c]$ — температура корпуса, указанная в государственном стандарте или технических условиях (ТУ) на данный тип прибора; R_{thjc} — тепловое сопротивление "полупроводниковая структура — корпус прибора", указанное в государственном стандарте или ТУ на данный тип прибора, °С/Вт; T_a — температура охлаждающей среды, °С; $R_{thja} = R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha}$ — тепловое сопротивление "полупроводниковая структура — охлаждающая среда", °С/Вт; $k_\phi = I_{FRMS}/I_{FAV}$ — для диодов, $k_\phi = I_{TRMS}/I_{TAV}$ — для тиристоров; I_{FRMS} , I_{TRMS} — эффективные значения тока для диода и тиристора соответственно.

Ряд значений $[T_c]$ установлен Государственным стандартом, для отечественных приборов применяются значения 70, 85, 100, 125, 150 °С (в зависимости от вида или типа прибора). Если по условиям проектирования требуется определить допустимый средний ток при других конкретных значениях T_c , то в формулы вместо $[T_c]$ подставляется значение T_c .

Значение максимально допустимого среднего тока при заданных условиях охлаждения приводится в ТУ, отраслевых каталогах, справочниках [27] на приборы как информационный параметр при

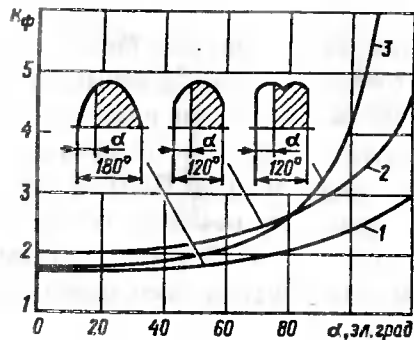


Рис. 3.15. Зависимости коэффициента формы от угла α управления для схем выпрямителей

температуре охлаждающей среды 40 °С для одного или нескольких рекомендуемых типов охладителей с указанием интенсивности охлаждения.

Зависимость максимально допустимого тока от частоты следования импульсов через прибор. С возрастанием частоты выше 50 Гц средняя за период мощность потерь увеличивается из-за потерь при переключениях, и возрастает температура нагрева структуры прибора. При заданной T_{jmax} максимально допустимое среднее значение тока уменьшается. При снижении частоты ниже 50 Гц из-за сильного колебания мгновенного значения температуры полупроводниковой структуры относительно ее среднего значения за период допустимая токовая нагрузка также должна быть уменьшена.

Расчет максимальной допустимой амплитуды тока прибора. Выражения в табл. 3.5 позволяют определять максимально допустимый средний ток. Для современных электронных преобразователей и аппаратов в большинстве случаев токовая нагрузка СПП носит импульсный характер. При импульсной нагрузке приборы работают с большими амплитудами токов и меньшими углами проводимости. Расчет по среднему значению тока приводит к значительным погрешностям из-за большого превышения максимальной температуры полупроводниковой структуры среднего значения (выше 5—7 °С). Поэтому для импульсных нагрузок при заданном угле проводимости и частоте следования импульсов определяют максимально допустимую амплитуду тока. Для такого расчета используется суммарная мощность P_d потерь в приборах [формулы (3.28), (3.29), (3.30)], по которой определяется температура структуры T_j в конце импульса в соответствии с формулой, приведенной в табл. 3.1 для режима 3. Приняв $T_j = T_{jmax}$ из этой формулы можно найти максимально допустимую мощность суммарных потерь в импульсе:

$$P_{dmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{\frac{\tau R_T}{T} + \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) Z_{\tau+T} - Z_T + Z_{\tau}} \quad (3.44)$$

Обозначение величин, входящих в формулу (3.44), приведены в п. 3.2.

Максимально допустимая амплитуда тока при импульсной нагрузке с учетом приведенных выше взаимозависимостей определяется для диодов и тиристоров по формулам:

$$I_{FAVMmax} = \frac{\sqrt{U_{TO}^2 + 4r_T P_{dmax} - U_{TO}}}{2r_T} \quad (3.45)$$

$$I_{TAVMmax} = \frac{\sqrt{U_{T(TO)}^2 + 4r_T P_{dmax} - U_{T(TO)}}}{2r_T} \quad (3.46)$$

где P_{dmax} рассчитывается по формуле (3.44) соответственно для диода и тиристора.

Пример 3.1. Определить максимально допустимый средний ток в открытом состоянии тиристора ТБ253-1000, предназначенного для работы в трехфазной мостовой схеме (см. гл. 6) при температуре охлаждающей среды 50 °С. Угол проводимости тиристора 120 эл. град., охладитель типа О243-150, скорость охлаждающего воздуха 6 м/с.

Из справочных данных, например [15], $U_{T(TO)} = 1,1$ В, $r_T = 0,25 \cdot 10^{-3}$ Ом, $R_{thjc} = 0,025$ °С/Вт, $T_{jmax} = 125$ °С, $R_{thha} = 0,08$ °С/Вт, $R_{thch} = 0,03$ °С/Вт, $k_{\phi} = 1,73$. $R_{thja} = R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha} = 0,025 + 0,03 + 0,08 = 0,135$ °С/Вт. По формуле из табл. 3.5 при заданных условиях работы получим

$$I_{TAVmax} = \frac{\sqrt{1,1^2 + 4 \cdot 1,73^2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \frac{125 - 50}{0,135}} - 1,1}{2 \cdot 1,73^2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}} = 394,6 \text{ А.}$$

Пример 3.2. Определить максимально допустимую амплитуду тока тиристора, рассмотренного в примере 1. Тиристор работает в импульсном режиме с частотой переключения 100 Гц и длительностью проводящего состояния, равной 1/4 периода.

По формуле (3.44) определяем максимально допустимую мощность суммарных потерь на интервале импульса. Для этого воспользуемся характеристикой переходного теплового сопротивления для заданной системы охлаждения (см. рис. 3.8): $R_{thja} = R_T = 0,12$ °С/Вт; $T = 1/100 = 0,01$ с; $\tau = T/4 = 0,01/4 = 0,0025$ с; $Z_T = 0,0035$ °С/Вт; $Z_{\tau} = 0,001$ °С/Вт; $Z_{\tau+T} = 0,004$ °С/Вт.

$$P_{dmax} = \frac{125 - 50}{\frac{0,0025 \cdot 0,12}{0,01} + \left(1 - \frac{0,0025}{0,01}\right) 0,004 - 0,0035 + 0,001} = 2459 \text{ Вт.}$$

Согласно формуле (3.46) допустимая амплитуда тока

$$I_{TAVmax} = \frac{\sqrt{1,1^2 + 4 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 2459} - 1,1}{2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}} = 1630 \text{ А.}$$

3.5. РАСЧЕТ ДОПУСТИМЫХ ПЕРЕГРУЗОК ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ ПО ТОКУ

Виды перегрузок и перегрузочные характеристики. В схемах преобразователей электрической энергии в аварийных режимах полупроводниковые приборы, как и другие токоведущие элементы, подвергаются перегрузкам по току. При этом полупроводниковые приборы, как правило, оказываются наиболее слабыми элементами цепи токовой перегрузки вследствие сравнительно низких значений максимальной допустимой рабочей температуры.

Критериями оценки работоспособности приборов при токовых перегрузках являются перегрузочные характеристики: рабочие перегрузочные характеристики, аварийные перегрузочные характеристики, ударный неповторяющийся ток, защитный показатель.

При рабочих перегрузках не должна быть превышена максимально допустимая температура структуры. При этом виде перегрузок диод должен выдерживать обратное напряжение, а тиристор, кроме этого, не должен переключаться в открытое состояние без подачи управляющего сигнала.

Перегрузочные характеристики для аварийных режимов определяются исходя из того, что тиристор теряет управляющую способность вследствие превышения максимально допустимой температуры, но не пробивается обратным напряжением.

Ударный неповторяющийся ток и защитный показатель $\int i^2 dt$ представляют собой параметры, превышение которых вызывает повреждение приборов вследствие теплового пробоя структуры. Использование этих показателей при расчете предполагает, что напряжение к приборам не прикладывается после их воздействия. Показатель $\int i^2 dt$ используют при определении параметров защиты преобразовательного устройства плавкими предохранителями.

Методика расчета рабочей перегрузки. Вначале определяют максимально допустимые средние токи I_{FAVmax} , I_{TAVmax} при заданных условиях (см. табл. 3.5). Затем устанавливается режим нагрузки, предшествующий режиму рабочей перегрузки. Значение предварительной нагрузки задается в долях максимального допустимого среднего тока.

Например, для тиристора:

$$I_T(x) = x I_{TAVmax},$$

где x принимает значения 0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8 для предварительной загрузки прибора.

По известному току предварительной нагрузки определяются мощность потерь и температура полупроводниковой структуры:

$$P_T(x) = U_T(t_0) I_T(x) + k_f r_T I_T^2(x);$$

$$T_T(x) = T_a + R_{thja} P_T(x),$$

где $U_T(t_0)$, r_T — параметры аппроксимированной ВАХ; T_a , R_{thja} — соответственно температура охлаждающей среды и установившееся тепловое сопротивление "структура-среда", найденная по формуле (3.36).

Далее, для кратковременных перегрузок длительностью в один полупериод (10 мс) допустимая перегрузка может быть найдена исходя из допущения, что переходный тепловой процесс определяется лишь эквивалентным импульсом длительностью $t = 6$ мс, а переходное тепловое сопротивление равно Z_r . За это время температура структуры повышается до максимально допустимого значения.

Тогда допустимый ток перегрузки

$$I_{T(0)} = \frac{\sqrt{U_T^2(t_0) + 4r_T \left(\frac{T_{jmax} - T_T(x)}{Z_r} + P_T(x) \right)} - U_T(t_0)}{2r_T}. \quad (3.50)$$

Для более продолжительных перегрузок длительностью от нескольких периодов до 100 с, когда в переходный тепловой процесс вступает тепловая цепь, допустимый ток перегрузки находится из условий работы с длительной серией импульсов перегрузки, аналогичных приведенным в табл. 3.5 для режима 3.

В этом режиме допустимый ток перегрузки

$$I_{T(0)} = \frac{1}{2r_T} \left\{ \sqrt{U_T^2(t_0) + 4r_T \left[\frac{T_{jmax} - T_T(x) - P_T(x) Z_y}{\frac{\tau}{T} Z_y + (1 - \tau/T) Z_{T+\tau} - Z_T + Z_r} \right]} - U_T(t_0) \right\}, \quad (3.51)$$

где Z_y — переходные тепловые сопротивления за время y , равное 0,1; 1,0; 10; 100 с, т.е. за время перегрузки; $Z_{T+\tau}$, Z_T , Z_r — соответственно переходные тепловые сопротивления за время импульса длительностью ($\tau = 6$ мс), за период следования импульсов ($T = 20$ мс), за время периода и импульса ($T + \tau = 20 + 6 = 26$ мс).

Пример 3.3. Требуется рассчитать рабочие перегрузки тиристора ТБ253-1000 с охладителем О243-150 при скорости охлаждающего воздуха 6 м/с и построить семейство перегрузочных характеристик для предварительной нагрузки x , равное значениям 0; 0,2; 0,6; 0,8 максимально допустимого среднего тока тиристора и длительности перегрузки y , равной значениям 0,1; 1,0; 10; 100 с.

Параметры тиристора ТБ253-1000: $T_{jmax} = 125$ °С; $r_T = 0,25 \cdot 10^{-3}$ Ом; $U_T(t_0) = 1,1$ В. Параметры системы охлаждения с охладителем О243-150: $T_a = 25$ °С; $R_{thja} = 0,135$ °С/Вт; $R_{thjac} = 0,025$ °С/Вт; $R_{thjch} = 0,005$ °С/Вт; $R_{thha} = 0,08$ °С/Вт. По характеристике переходного теплового сопротивления (см. рис. 3.8) находим $Z_r = 0,002$ °С/Вт, $Z_T = 0,005$ °С/Вт, $Z_{T+\tau} = 0,006$ °С/Вт, $Z_{(0,1)} = 0,01$ °С/Вт, $Z_{(1,0)} = 0,019$ °С/Вт. Значения переходного теплового сопротивления охладителя за время перегрузки более 1 с, когда тепловой поток проникает через контакт "корпус-охладитель", $Z_{(10)}^h = 0,015$ °С/Вт, $Z_{(100)}^h = 0,055$ °С/Вт. С учетом переходных тепловых сопротивлений "корпус-охладитель" и "структура-корпус" получим: $Z_{(10)} = 0,025 + 0,03 + 0,015 = 0,07$ °С/Вт, $Z_{(100)} = 0,025 + 0,03 + 0,055 = 0,11$ °С/Вт.

По формуле из табл. 3.4 при заданных условиях охлаждения получим:

$$I_{TAVmax} = \frac{\sqrt{1,1^2 + 4 \cdot 1,73^2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \frac{125 - 25}{0,135}} - 1,1}{2 \cdot 1,73^2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}} = 500 \text{ А.}$$

Мощность потерь и температура нагрева при предварительной нагрузке (0; 0,2; 0,6; 0,8) I_{TAVmax} согласно формулам (3.48) и (3.49), соответственно:

$$P_T(0) = 0;$$

$$P_T(0,2) = 1,1 \cdot 0,2 \cdot 500 + 1,73^2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} (0,2 \cdot 500)^2 = 117,5 \text{ Вт;}$$

$$P_{T(0,6)} = 1,1 \cdot 0,6 \cdot 500 + 1,73^2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} (0,6 \cdot 500)^2 = 397,5 \text{ Вт};$$

$$P_{T(0,8)} = 1,1 \cdot 0,8 \cdot 500 + 1,73^2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} (0,8 \cdot 500)^2 = 560 \text{ Вт};$$

$$T_{j(0)} = 25 + 0 = 25 \text{ }^\circ\text{C};$$

$$T_{j(0,2)} = 25 + 0,135 \cdot 117,5 = 40,9 \text{ }^\circ\text{C};$$

$$T_{j(0,6)} = 25 + 0,135 \cdot 397,5 = 78,7 \text{ }^\circ\text{C};$$

$$T_{j(0,8)} = 25 + 0,135 \cdot 560 = 100,6 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Используя формулы (3.50) и (3.51), определим допустимые амплитуды тока перегрузки:

$$I_{T(0)}^{(0)} = \frac{\sqrt{1,1^2 + 4 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \left(\frac{125 - 25}{0,002} \right) - 1,1}}{2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}} = 12100 \text{ А};$$

$$I_{T(0,2)}^{(0,2)} = \frac{\sqrt{1,1^2 + 4 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \left(\frac{125 - 40,9}{0,002} + 11,75 \right) - 1,1}}{2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}} = 11000 \text{ А};$$

$$I_{T(0,6)}^{(0,6)} = \frac{\sqrt{1,1^2 + 4 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \left(\frac{125 - 78,7}{0,002} + 397,5 \right) - 1,1}}{2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}} = 7600 \text{ А};$$

$$I_{T(0,8)}^{(0,8)} = \frac{\sqrt{1,1^2 + 4 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \left(\frac{125 - 100,6}{0,002} + 560 \right) - 1,1}}{2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}} = 5400 \text{ А};$$

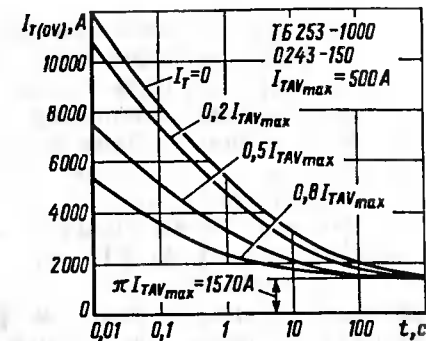
Для $t = 0,1 \text{ с}$:

$$I_{T(0,1)}^{(0,1)} = \frac{\sqrt{1,1^2 + 4 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \left(\frac{125 - 25}{6/20 \cdot 0,01 + (1 - 6/20) 0,006 - 0,005 + 0,002} \right) - 1,1}}{2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}} = 7800 \text{ А}.$$

$$I_{T(0,2)}^{(0,2)} = \frac{\sqrt{1,1^2 + 4 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \left(\frac{125 - 40,9 + 117,5 \cdot 0,01}{0,3 \cdot 0,01 + 0,7 \cdot 0,006 - 0,005 + 0,002} \right) - 1,1}}{2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}} = 7260 \text{ А};$$

и так далее.

Рис. 3.16. Зависимости максимально допустимой амплитуды тока рабочей перегрузки от длительности перегрузки



Аналогично рассчитываются амплитудные значения тока перегрузки для длительностей $t = 1,0 \text{ с}$, $t = 10 \text{ с}$, $t = 100 \text{ с}$. Результаты расчета сведены в табл. 3.5 и представлены на рис. 3.16 (масштаб по оси времени — логарифмический). Перегрузочные характеристики сходятся к точке, соответствующей амплитудному значению допустимого среднего тока $\pi I_{TAVmax} = 3,14 \cdot 500 = 1570 \text{ А}$.

Таблица 3.5

Предварительная нагрузка			Допустимая амплитуда тока перегрузки, А, при длительности перегрузки, с				
$I_{T(x)}$, А	$P_{T(x)}$, Вт	$T_{j(x)}$, $^\circ\text{C}$	0,01	0,1	0,1	10	100
0	0	25	12100	7800	5200	2580	1840
100	117,5	40,9	11000	7260	4720	2400	1800
300	397,5	78,7	7600	5400	3400	2040	1700
400	560	100,6	5400	3560	2400	1800	1640

Анализ показал, что перегрузочная способность силовых полупроводниковых приборов ограничена несколькими секундами.

3.6. ГРУППОВОЕ СОЕДИНЕНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Неравномерности распределения нагрузки при групповом соединении. Последовательное и параллельное соединение приборов, применяемое для увеличения допустимых значений тока и напряжения в одной ветви мощного преобразователя или аппарата, называется **групповым** соединением. Групповое соединение иногда применяется также для повышения надежности преобразователей, в которых выход из строя отдельного прибора не должен нарушать работы всей установки.

Из-за технологического разброса вольт-амперных характеристик при параллельном соединении отдельные приборы перегружаются по току, а при последовательном — по напряжению. При параллельном соединении, например, двух диодов (рис. 3.17, а) через диод $VD1$, имеющий более крутую прямую ветвь ВАХ (меньшее динамическое сопротивление r_T), при общем прямом напряжении u_F протекает ток i_1 , больший, чем ток i_2 диода $VD2$ с пологой прямой ветвью ВАХ. В случае последовательного соединения диодов $VD1$ и $VD2$ (рис. 3.17, б), имеющих разброс обратных ветвей ВАХ, при приложении обратного напряжения u_R по цепи диодов протекает общий обратный ток i_R . К диоду $VD1$ с более пологой обратной характеристикой приложена большая доля общего обратного напряжения u_R , равная u_{R1} . Увеличение разброса характеристик ухудшает работу диодов при групповом соединении.

Условия работы еще более ухудшаются при групповом соединении тиристоров. В динамических режимах приложения прямого напряжения из-за разброса времени восстановления запирающей способности к тиристорам с меньшим временем может прикладываться полное напряжение всей цепи, и тиристор может самопроизвольно включаться. При параллельном соединении тиристор, имеющий меньшее время включения, воспринимает весь ток главной цепи и может выйти из строя из-за теплового пробоя.

Для обеспечения надежной работы полупроводниковых приборов при групповом соединении, как правило, должны применяться меры для равномерного распределения тока при параллельном и напряжения при последовательном соединениях.

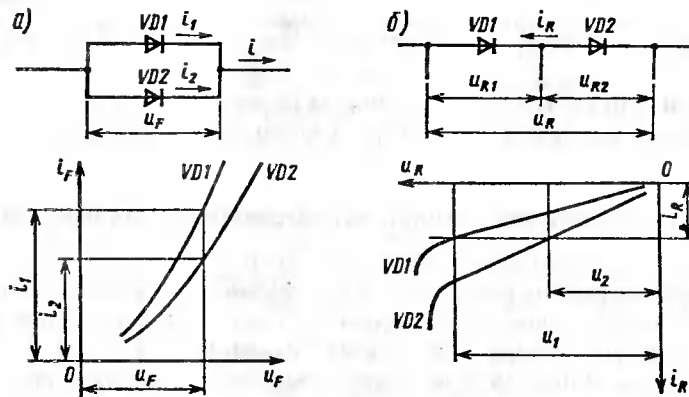


Рис. 3.17. Схемы параллельного (а) и последовательного (б) соединений диодов и соответствующие им графики неравномерности распределения прямого тока и обратного напряжения

Параллельное соединение. При параллельном соединении необходимо обеспечивать равномерное распределение прямого тока в статическом и переходных режимах. Эта задача достаточно просто решается в диодных схемах, поскольку характеристики приборов имеют не слишком большой разброс. Значительно сложнее решить ее при использовании транзисторов и тиристоров.

Используются два пути выравнивания тока при параллельном соединении: подбор приборов одного типа с одинаковыми характеристиками и принудительное деление тока с помощью дополнительных электротехнических устройств.

Процентное выражение недоиспользования нагрузочной способности СПП при параллельном соединении из-за неравномерности деления тока определяется по формуле

$$x = \left(1 - \frac{I}{aI_{\max}}\right) 100\%, \quad (3.52)$$

где I — результирующий прямой ток параллельного соединения; a — число параллельных приборов; I_{\max} — максимально допустимый ток одного прибора.

Из выражения (3.52) можно получить максимально допустимый ток прибора при заданной неравномерности деления тока:

$$I_{\max} = I / \left(1 - \frac{x\%}{100}\right). \quad (3.53)$$

Обычно допускается недоиспользование нагрузочной способности не более 10%. При этом в тяговых преобразователях применяют способ подбора приборов с разбросом напряжения не более 0,02 В.

Чем меньше допустимый процент снижения нагрузочной способности, тем дороже установка, так как подбор приборов с идентичными характеристиками очень трудоемок. Увеличение допустимой неравномерности приводит к чрезмерному завышению установленной мощности приборов в групповом соединении. Поэтому часто вместо подбора приборов прибегают к принудительному делению тока.

Если разброс значений тока не должен превосходить 10%, то следует использовать внешние делители тока. Могут использоваться активные и индуктивные делители.

Применение активных делителей (рис. 3.18, а) эффективно, но мощность, выделяющаяся в них, может быть значительной. Например, при $I_F = 190$ А, $x = 10\%$, $I_{F1} = 100$ А, $I_{F2} = 90$ А, $U_{F1} = 1,6$ В, $U_{F2} = 1,7$ В уравнение равновесия в цепи имеет вид $u + 100R = 1,7 + 90R$, откуда $R = 0,01$ Ом. Мощность потерь в резисторах $P_R = 0,01(100^2 + 90^2) = 181$ Вт.

Поэтому в мощных преобразователях больше распространен способ деления тока индуктивными делителями. Как правило, индуктивный делитель представляет собой тороидальный магнитопровод, сквозь окно которого пропущены токоведущие шины таким образом, чтобы МДС, создаваемые токами I_{F1} и I_{F2} (рис. 3.18, б), действовали встречно. В подавляющем большинстве случаев применяют одновит-

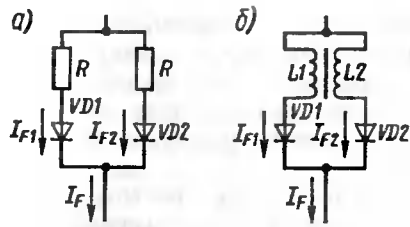


Рис. 3.18. Схемы выравнивания прямых токов при параллельном включении полупроводниковых приборов

ковые делители — наиболее простые по своей конструкции. Если токи I_{F1} и I_{F2} равны, то результирующий магнитный поток в сердечнике равен нулю, и учитывается только активное сопротивление. Если же токи различны, то возникает нескомпенсированный магнитный поток, вызывающий компенсирующую ЭДС в обмотках дросселя, приводящую к выравниванию токов. В индуктивных делителях потери незначительны, но усложнена конструкция преобразователя.

Индуктивные делители при числе параллельных приборов более двух могут включаться по разным схемам [27]: в замкнутую цепь, с задающим прибором, с общим витком.

С учетом того что способ подбора приборов трудоемок, активные делители не экономичны, а индуктивные громоздки. При конструировании преобразователя задачу деления тока решают на основе технико-экономического обоснования для конкретных условий.

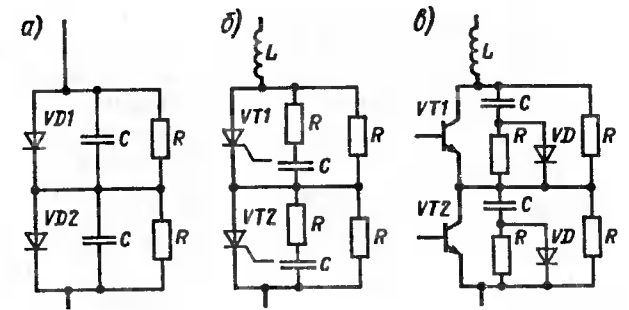
Последовательное соединение. Применение последовательного соединения приборов эффективно, если успешно решается задача равномерного деления обратного и прямого (для тиристоров и транзисторов) напряжений в статическом и динамическом режимах. Из-за разброса значений обратных токов и токов утечки, значений прямого напряжения в проводящем состоянии, емкостей $p-n$ -переходов, времени задержки включения и времени выключения отдельных приборов это условие не выполняется. Поэтому при последовательном соединении принимают меры, обеспечивающие равномерное деление напряжения.

Для выравнивания напряжения применяют подбор приборов одного класса с близкими значениями обратных токов и токов утечки или устанавливают специальные делители и схемы управления тиристорами и транзисторами.

В качестве выравнивающих устройств используют (рис. 3.19): в статических режимах — активные делители R (рис. 3.19, а), в переходных режимах — активно-емкостные делители (RC -цепи) (рис. 3.19, б), емкостные делители C , комбинированные делители с диодами (RCD -цепи) (рис. 3.19, в).

Применение активных делителей R сопровождается потерями энергии, значение которой увеличивается с уменьшением сопротивления резисторов. Поэтому стремятся установить резисторы с максимально возможным сопротивлением, при котором разброс напряжений не превышает допустимых границ. В последовательной цепи

Рис. 3.19. Схемы цепей, выравнивающих напряжение в статическом и динамическом режимах при последовательном соединении полупроводниковых приборов



самое большое напряжение воспринимает прибор, обладающий наибольшим внутренним сопротивлением. Его обратный ток или ток утечки наименьший.

В случае применения тиристоров последовательно с конденсаторами включается низкоомный (примерно несколько десятков ом) резистор (рис. 3.19, б). Резистор служит для ограничения тока разряда конденсатора через включившийся тиристор. Для тиристоров и транзисторов используется RCD -цепь (рис. 3.19, в), обеспечивающая равномерное деление обратного напряжения как RC -цепь, а прямого — как емкостной делитель. Такая цепь, кроме функций делителя, обеспечивает снижение скорости приложения прямого напряжения du_p/dt .

Параллельно-последовательное соединение. Такое соединение применяется в мощных высоковольтных полупроводниковых преобразовательных аппаратах. Возможны соединения приборов двумя различными способами: параллельное соединение a самостоятельных ветвей, каждая из которых содержит s последовательных приборов (рис. 3.20, а); последовательное соединение s самостоятельных рядов, каждый из которых состоит из a параллельных приборов (рис. 3.20, б).

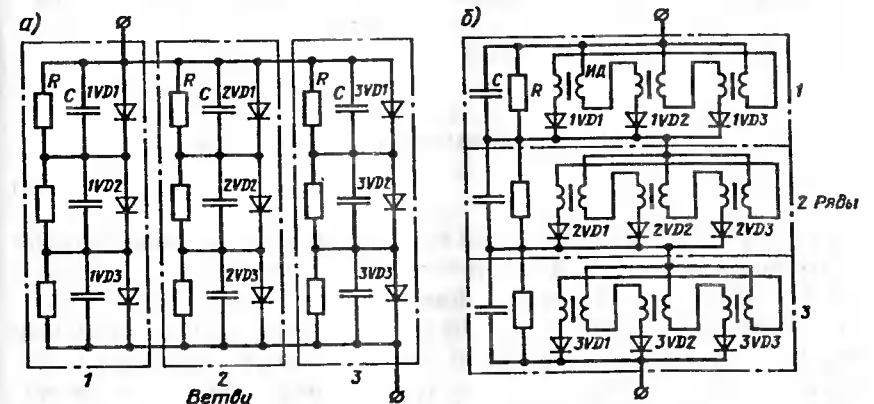


Рис. 3.20. Схемы последовательно-параллельного соединения полупроводниковых диодов

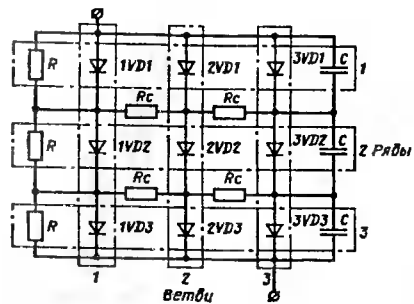


Рис. 3.21. Схема группового соединения полупроводниковых диодов

Первый способ основан на классической схеме построения последовательной цепи с устройствами принудительного деления напряжения для каждой из параллельных ветвей. Ветви могут быть включены параллельно без дополнительных устройств деления тока, если при $s > 2$ разброс по результирующему прямому напряжению всех ветвей в допустимых пределах. Такой подбор приборов не представляет сложности. Этот способ отличается многоэлементностью устройств деления напряжения.

Второй способ основан на классической схеме соединения приборов с устройствами деления тока (индуктивные делители ИД) для каждого из последовательных рядов. Ряды между собой соединяются последовательно с использованием общих на каждый ряд устройств принудительного деления напряжения. В этом способе устройства деления тока громоздки.

В реальных схемах преобразователей подпочтительна схема группового соединения полупроводниковых приборов (рис. 3.21). В этой схеме ветви преобразовательных диодов объединены между собой низкоомными резисторами связи R сопротивлением 0,5—0,8 Ом. При таком соединении допустимы применение общих для каждого ряда устройств деления напряжения и отказ от устройств деления тока благодаря выравниванию прямого напряжения при числе рядов более двух. Групповое соединение в данной схеме конструктивно не сложно и обеспечивает достаточно полное использование приборов по току и по напряжению.

3.7. ЦЕПИ ФОРМИРОВАНИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Влияние характера нагрузки на траекторию рабочей точки полупроводникового прибора. Силовые полупроводниковые приборы с характеристикой ключа имеют включенное и выключенное основные состояния. Переход из одного состояния в другое происходит за короткий промежуток времени, как правило, несоизмеримый с периодом переключения. Тем не менее, процессы переключения существенно влияют на общие потери энергии (см. п. 3.1), а также на надежность работы приборов.

При включенном состоянии прямое напряжение прибора минимально, а ток определяется параметрами внешней схемы. В выключенном состоянии ток прибора минимален и определяется его внутренним сопротивлением, а напряжение задается источником питания. В процессе переключения напряжение и ток прибора одновременно изменяются во взаимоположенных измерениях. В переходном процессе прибор находится определенное время в состоянии с высоким напряжением и значительным прямым током. Это вызывает большие мощности потерь. Если время переключения не лимитировано, то доля мощности потерь при переключении в общей мощности потерь может стать значительной.

Мгновенные значения тока и напряжения прибора, характеризующие его состояние в каждый момент времени в любом из основных состояний или состояний в процессе переключения, определяют положение рабочей точки на плоскости вольт-амперных характеристик. Последовательный переход во времени от одной рабочей точки к другой оценивается *траекторией рабочей точки*.

Траектория рабочей точки зависит от параметров внешней по отношению к СПП электрической схемы, а для управляемых приборов (тиристоры, транзисторы) также и от параметров сигналов управления.

Силовые полупроводниковые приборы используются для управления током и напряжением в цепях, имеющих индуктивный, активный или сложный характер. Индуктивной нагрузкой являются трансформаторы, соленоиды и реле из-за индуктивностей рассеяния. Активная нагрузка создается нагревательными элементами и лампами накаливания. Емкостной характер нагрузки имеют конденсаторы, люминесцентные лампы. Особенности некоторых нагрузок (электродвигателей, трансформаторов, ламп накаливания, схем формирования импульсов) являются большие токи в переходных режимах. Например, лампы накаливания, являясь активной нагрузкой, имеют в 12—18 раз меньшее сопротивление в холодном состоянии, чем в нагретом. Люминесцентные лампы тоже имеют большой переходный ток.

В силовых приборах фильтры тока и напряжения, а следовательно импульсная (мгновенная) мощность потерь в переходных режимах и траектория рабочей точки полупроводниковых приборов зависят от характера нагрузки (рис. 3.22). На рис. 3.22 показана область максимальных режимов (*ОМР*) для биполярного транзистора. Масштаб по осям логарифмический. При активной нагрузке (рис. 3.22, а) траектории рабочей точки при включении и выключении совпадают. В выключенном состоянии $U_{ce} = U_s$, где U_s — напряжение источника питания, а во включенном состоянии ток $I_{max} = U_s/R$, где R — сопротивление нагрузки. Траектория рабочей точки (*ТРТ*) может пересекать границы статической *ОМР*. При этом максимальные параметры транзистора I_{ct} и $U_{сет}$ в статическом режиме не превышаются. Основ-

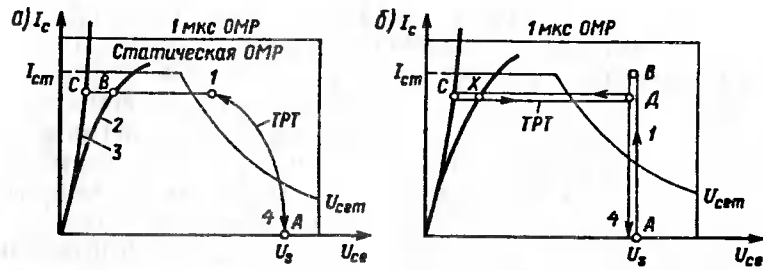


Рис. 3.22. Вольт-амперные характеристики и траектории рабочей точки биполярного транзистора при активной и индуктивной нагрузке

ным ограничивающим фактором является нагрев и для правильного проектирования теплоотвода необходимо уметь рассчитывать динамические потери мощности.

При размыкании цепи с индуктивной нагрузкой возникают перенапряжения $U = L di/dt$, которые могут вывести транзистор из строя. Необходимо ограничивать перенапряжения в цепи (рис. 3.23). При выключении транзистора VT (рис. 3.23, а) ток I_c быстро убывает, а ток i диода $VD1$ нарастает. На коллекторе восстанавливается полное напряжение U_s при большом токе коллектора. При включении транзистора коллекторный ток значительно превышает установившееся значение вследствие обратного тока диода $VD1$ в течение времени выключения. В результате TPT (рис. 3.22, б) различны на интервалах включения и выключения транзистора. Максимальная мощность потерь при включении определяется точкой B , а при выключении точкой D . Из сравнения режимов, следует, что мгновенная мощность потерь, выделяющихся в транзисторе при индуктивной нагрузке, больше, чем при активной нагрузке. На рис. 2.23, б показан вариант шунтирования транзистора диодом, на рис. 2.23, в — шунтирование нагрузки $R_L L RC$ -цепью.

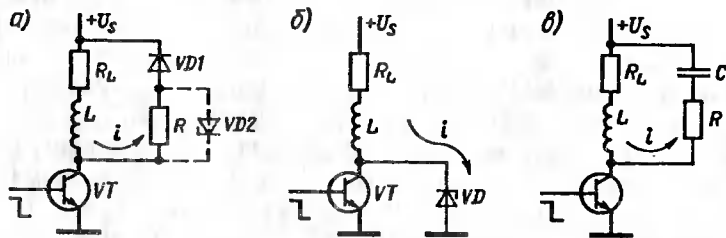


Рис. 3.23. Схемы ограничения амплитуды напряжения на коллекторе транзистора при индуктивной нагрузке

Управление силовыми транзисторами. В схеме управления подразумевается компромисс между материальными затратами и техническими требованиями. Оптимально спроектированная схема управления повышает надежность системы, во-первых, благодаря минимизации времени переключения и мощности потерь и, во-вторых, из-за работы транзистора в допустимой области максимальных режимов.

Рассмотрим управляющие схемы для мощных МОП-транзисторов (рис. 3.24). Теоретически через ввод затвора МОП-транзистора нет никакого тока, если к нему приложено постоянное напряжение, фактически же там протекают ток затвора, необходимый для заряда входной емкости прибора, и ток утечки, равный примерно нескольким наноамперам. Емкость "затвор—сток" в значительной мере определяется эффектом Миллера. Время уменьшения или возрастания тока стока определяется, главным образом, временем спада или нарастания напряжения затвора, которое зависит от входной емкости.

Быстрое переключение транзистора VT (рис. 3.24, а) достигается усилением тока входной микросхемы с помощью двухтактного эмиттерного повторителя на $p-n-p$ - и $n-p-n$ -транзисторах. Усиление тока биполярными транзисторами ускоряет перезаряд входной емкости силового МОП-транзистора VT .

Управление силовым МОП-транзистором с помощью импульсного трансформатора (рис. 3.24, б) достигается при положительном импульсе управления зарядом входной емкости через внутренний паразитный диод (цепь диода показана штриховой линией) МОП-транзистора $VT1$, отпиранием этого транзистора и разрядом входной емкости при отрицательном импульсе управления. Силовой транзистор VT при этом включается и выключается с уменьшенным временем переключения до нескольких десятков наносекунд.

Энергия, затрачиваемая на включение или выключение,

$$E = 0,5 Q_g U_{gs}, \quad (3.54)$$

где Q_g — заряд затвора, соответствующий включающему напряжению затвора для данного напряжения "сток—исток" в выключенном состоянии и максимальному значению тока стока во включенном состоянии.

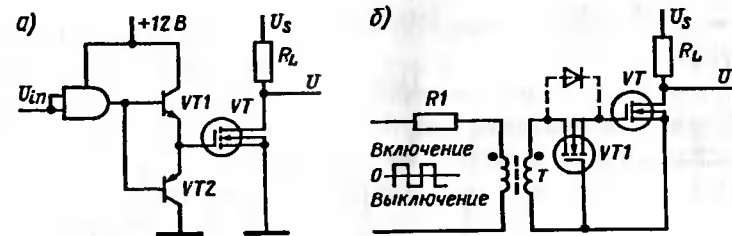


Рис. 3.24. Управляющие схемы для МОП-транзистора

Мощность, затрачиваемая на переключение,

$$P = Q_g U_{gs} f, \quad (3.55)$$

где f — частота переключений.

Средний ток затвора

$$I_g = Q_g / t_i, \quad (3.56)$$

где t_i — требуемое время переключения.

Сопротивление резистора в цепи затвора

$$R_g = \frac{U_{gs} t_i}{Q_g}. \quad (3.57)$$

Для силовых биполярных транзисторов требуется большой базовый ток для поддержания тока коллектора. В режиме отсечки необходимо обеспечить минимальный ток утечки коллектора. При идеальной форме базового тока транзистора, работающего в ключевом режиме (рис. 3.25) обеспечивается: минимизация времени задержки включения из-за большой начальной амплитуды тока; реализация режима питания цепи базы от источника управления с характеристикой источника тока; после завершения этапа включенного состояния уменьшение накопившегося заряда в базе благодаря запирающему току базы, минимизация времени спада тока коллектора, рассасывания заряда и уменьшение времени выключения. Электроды базы и эмиттера транзистора нужно соединять резистором сопротивлением менее 10 Ом для снижения напряжения между коллектором и эмиттером. После запирания транзистора обратное напряжение U_{be} увеличивает допустимое коллекторное напряжение.

В схеме управления биполярным транзистором (рис. 3.26, а) входной транзистор $p-n-p$ -типа $VT1$ обеспечивает связь с открытым коллектором ТТЛ, от которого поступают импульсы управления

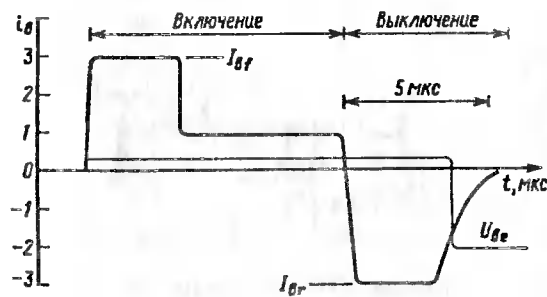
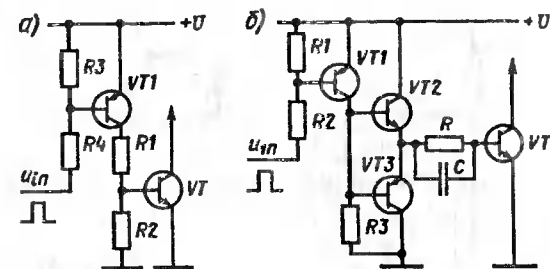


Рис. 3.25. Импульсы тока базы и напряжения "база-эмиттер" биполярного транзистора

Рис. 3.26. Схемы управления биполярным транзистором



U_{imax} . Для ускорения выключения силового транзистора VT часто используется источник запирающего смещения, т.е. через резистор R подается на базу отрицательное напряжение относительно эмиттера.

Для уменьшения рассеиваемой мощности в схеме управления могут использоваться комплементарные (дополняющие) транзисторы $VT1, VT2$ (рис. 3.26, б). Если транзистор $VT1$ насыщен, то VT проводит ток. Транзистор $VT3$ при этом заперт, так как его эмиттер имеет более отрицательный потенциал относительно базы. Конденсатор заряжается базовым током силового транзистора VT , обеспечивая его ускоренное запираение. После запираения $VT1$ и $VT2$, транзистор $VT3$ также запирается под действием напряжения конденсатора C , который, разряжаясь, обеспечивает запирающий базовый ток транзистора VT .

Схемы управления способствуют уменьшению потерь на переключение, но они не решают возникающих проблем при переключении транзисторов. Для решения других задач предусматриваются цепи формирования траектории рабочей точки транзистора. Главными задачами, решаемыми этими цепями, являются дальнейшее снижение выделяющейся в силовых транзисторах мощности, предотвращение всплесков тока и напряжения, а следовательно снижение вероятности вторичного пробоя.

Для формирования траектории рабочей точки при выключении транзистора с целью уменьшения скорости нарастания коллекторного напряжения эффективно включать параллельно транзистору конденсатор C . Ток коллектора значительно снижается, прежде чем напряжение начинает нарастать. Включение катушки индуктивности L_s последовательно в цепь коллектора обеспечивает снижение скорости нарастания тока коллектора при включении. Эти схемы должны обеспечивать вписывание траектории рабочей точки в OMP . Для этого используются схема в виде RCD -цепи (рис. 3.27, а), комбинированное включение линейной или насыщающейся катушки индуктивности L_s и диода с резистором (рис. 3.27, б, в).

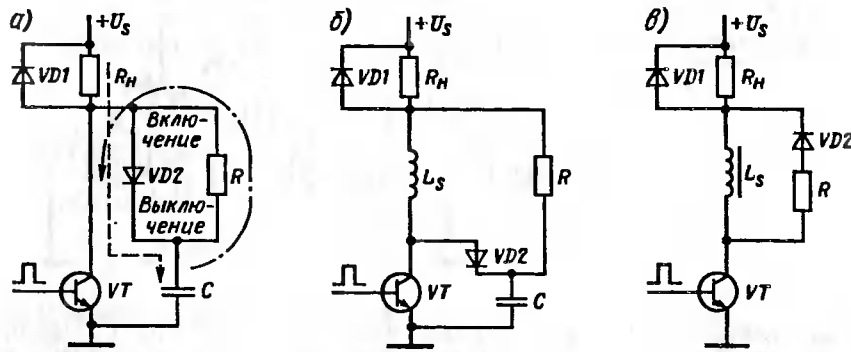


Рис. 3.27. Схемы формирования траектории рабочей точки транзистора

Предположим, что без *RCD*-цепи напряжение на транзисторе при выключении нарастает мгновенно, а ток коллектора уменьшается линейно.

Потери энергии в транзисторе

$$E = \frac{U_s I_{\max} t_{f1}}{2}, \quad (3.58)$$

где I_{\max} — максимальный ток нагрузки; t_{f1} — время спада тока коллектора до нуля.

Применение *RCD*-цепи приводит к заряду конденсатора C через диод $VD2$ на интервале выключения. Напряжение на коллекторе увеличивается так же, как на конденсаторе, и тем медленнее, чем больше емкость. На интервале выключения транзистора ток коллектора уменьшается за некоторое время выключения, не зависящее от *RCD*-цепи.

Энергия заряженного конденсатора в конце интервала выключения

$$E_c = \frac{CU_s^2}{2}, \quad (3.59)$$

затем полностью рассеивается на интервале включенного состояния транзистора в резисторе R . При этом в момент включения резистор R ограничивает ток коллектора. Суммарные потери энергии в транзисторе с *RCD*-цепью зависят от емкости C . Если конденсатор заряжается раньше, чем ток коллектора снижается до нуля, то суммарные потери определяются уравнением

$$E = \frac{U_s I_{\max} t_f}{2} \left(1 - \frac{4k}{3} + k^2 \right), \quad (3.60)$$

где $k = t/t_1 \leq 1$, t — время заряда конденсатора C .

Если конденсатор C не полностью зарядился ($k > 1$), уравнение потерь имеет вид

$$E = \frac{U_s I_{\max} t_f}{2} \left(\frac{k^2 - k + 1/3}{k - 1/2} \right). \quad (3.61)$$

Общие потери (рис. 3.28) в транзисторе и *RCD*-цепи имеют минимум, составляющий 5/9 потерь в транзисторе без *RCD*-цепи.

Емкость конденсатора при этом

$$C = \frac{2I_{\max} t_{f1}}{9U_s}. \quad (3.62)$$

Мощность потерь, выделяющихся в резисторе R при включении транзистора,

$$P_R = \frac{CU_s^2}{2} f_{\max}, \quad (3.63)$$

где f_{\max} — частота переключений транзистора.

Оптимальное значение сопротивления резистора R определяется временем разряда конденсатора за интервал включенного состояния транзистора:

$$R_{\text{опт}} = \frac{t}{5C}, \quad (3.64)$$

где t — время включенного состояния транзистора.

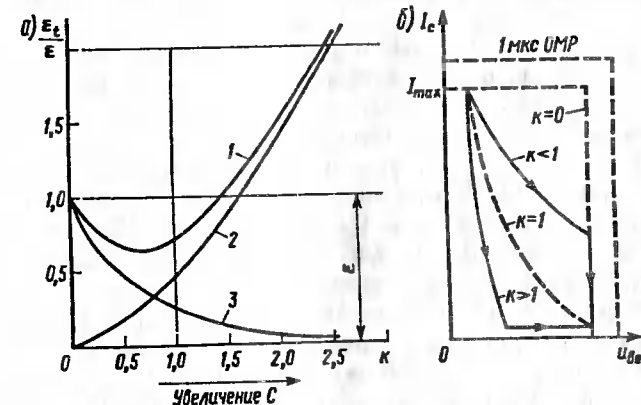


Рис. 3.28. Графики составляющих энергии потерь (а) при включении и траектория рабочей точки (б) транзистора с *RCD*-цепью:

1 — общие потери; 2 — потери в *RC*-цепи; 3 — потери в транзисторе

При этом должен контролироваться ток разряда через коллекторную цепь транзистора, который в сумме с током нагрузки не должен превышать допустимого тока. Для уменьшения начального тока можно последовательно с резистором включить катушку индуктивности.

Схема (см. рис. 3.27, б) обеспечивает заданную скорость нарастания тока коллектора при включении транзистора. Энергия, накопившаяся в катушке индуктивности L_s , рассеивается в виде тепла в шунтирующем диоде $VD2$, резисторе R и катушке L_s . Потери при включении транзистора с катушкой индуктивности L_s анализируются аналогично случаю с RCD -цепью. При этом минимум потерь при включении достигается, если

$$L_s = \frac{2U_s t_{iu}}{9I_{\max}}, \quad (3.65)$$

где t_{iu} — время спада напряжения на коллекторе.

Максимальные мощности потерь с включенной катушкой индуктивности L_s зависят от частоты переключений f :

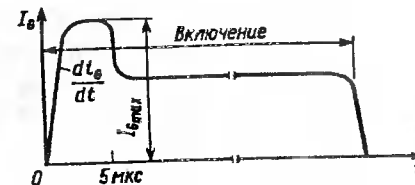
$$P_{LS} = \frac{L_s I_{\max}^2}{2} f. \quad (3.66)$$

Сопротивление резистора, в котором рассеивается эта мощность потерь, должно быть ограничено допустимым напряжением на коллекторе исходя из выражения $U_{\text{сст}} \geq U_s + I_{\max} R$.

В схеме цепей формирования траектории рабочей точки транзистора при включении и выключении (см. рис. 3.27, в) достигаются эффекты, рассмотренные для случаев включения C и L_s . Цепи формирования траектории рабочей точки способствуют минимизации потерь в схеме силового транзисторного ключа и обеспечивают рассеивание мощности потерь на внешних рассеивающих элементах.

Управление тиристорами. Основными требованиями к параметрам включающего сигнала, подаваемого на вход тиристора, являются минимально необходимые значения амплитуды, времени нарастания и длительности импульса тока управления (рис. 3.29). Малое время нарастания (высокое di_c/dt) при увеличенной начальной амплитуде $I_{G\max}$ способствует ускорению включения и увеличению стойкости прибора к скорости нарастания анодного тока di/dt . После завершения переходного процесса включения управляющий ток может быть уменьшен до нуля, что способствует снижению мощности, рассеиваемой тиристором. При медленном нарастании тока анода с индуктивной нагрузкой для надежного включения длительность управляющего сигнала должна быть увеличена так, чтобы ток анода возрастал до тока удержания. Управляющий ток может представлять собой пакет импульсов высокой частоты.

Рис. 3.29. График тока управляющего электрода тиристора при включении



Сигналы управления тиристорами формируются системой управления, состоящей, как правило, из микросхем. Логические микросхемы различных типов (см. гл. 4) способны управлять лишь маломощными тиристорами. Поэтому обычно в цепи управляющего электрода тиристора имеется предварительный каскад усиления мощности. Предварительный усилитель связан с входной цепью тиристора непосредственно (рис. 3.30, а), с помощью импульсного трансформатора или высоковольтного оптрона.

Светодиод и фотодиод в оптопаре (рис. 3.30, б) могут находиться друг от друга на расстоянии, и световой сигнал может передаваться по волоконно-оптической линии связи (ВОЛС), обладающей высоким электрическим сопротивлением. Тиристор VT получает сигнал управления через ограничительный резистор $R2$ от источника цепи нагрузки при подаче отрицательного потенциала на катод светодиода от логической части системы управления. При этом под действием светового потока сопротивление фотодиода уменьшается, и по цепи управляющего электрода тиристора проходит импульс тока управления.

В схеме с импульсным трансформатором (рис. 3.30, в) диод $VD1$ и стабилитрон $VD2$ обеспечивают перемагничивание магнитопровода и предотвращают перенапряжения на коллекторе транзистора. Резис-

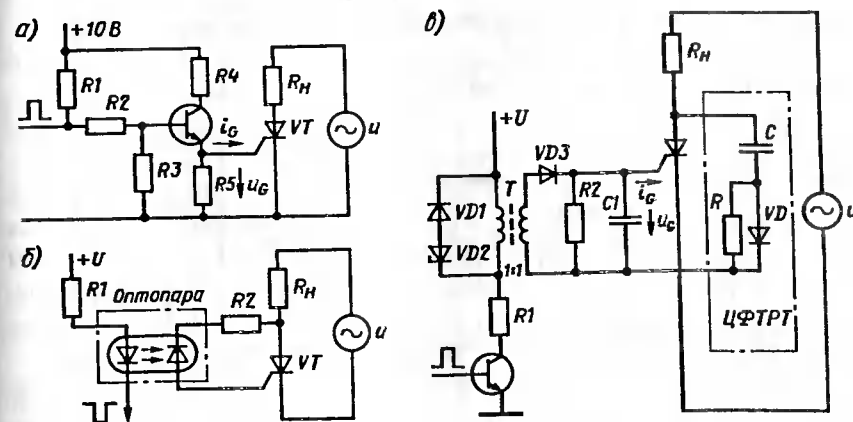


Рис. 3.30. Схемы управления тиристором

тор $R1$ ограничивает одновременно ток управляющего электрода и коллекторный ток транзистора. Резистор $R2$ и конденсатор $C1$ уменьшают вероятность включения тиристора при воздействии помех и от высокой скорости нарастания анодного напряжения du_p/dt . Диод $VD3$ предотвращает возможность приложения обратного напряжения к цепи управления тиристора.

Основные параметры цепи управления запираемого тиристора аналогичны базовым цепям мощного биполярного транзистора, который форсированно запирается обратным током базы (см. рис. 3.25, рис. 3.26, б).

Рассмотрим схемы управления запираемого тиристора VT . В первой схеме (рис. 3.31, а) импульсы тока управления при отпирании и запираании формируются в результате передачи через трансформатор T пакета коротких импульсов определенной полярности. Полярность определяется МОП-транзисторами $VT1—VT4$. Недостатком схемы является насыщение импульсного трансформатора и влияние его индуктивности рассеяния на крутизну фронта импульсов управления.

Этих недостатков не имеет вторая схема (рис. 3.31, б). В ней формирование пакета тока управления при отпирании выполняется благодаря выпрямлению тока с помощью диодного моста $VD1—VD4$ высокочастотного (до 100 кГц) переменного напряжения, формируе-

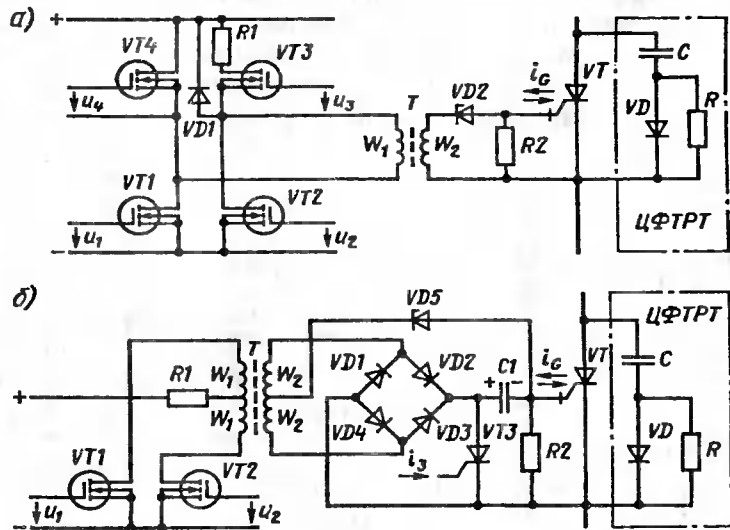


Рис. 3.31. Схемы управления запираемым тиристором

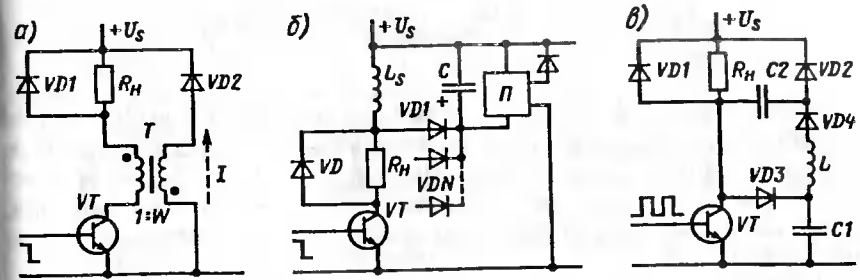


Рис. 3.32. Схемы цепей формирования траектории рабочей точки со схемами рекуперации энергии

мого переключением МОП-транзисторов $VT1, VT2$ на первичной стороне трансформатора. При запираании конденсатор $C1$ разряжается через цепь управления VT при отпирании вспомогательного тиристора $VT3$. Стабилитроны $VD2$ и $VD5$ в данных схемах ограничивают амплитуду тока управления на интервале включенного состояния тиристора.

Цепи формирования траектории рабочей точки тиристора и запираемых тиристора выполняются по тому же принципу, что и цепи, рассмотренные выше для мощных биполярных транзисторов (обычно RCD -цепи с оптимальными параметрами). Как правило, емкость такой цепи 1—2 мкФ, а сопротивление резистора 5—10 Ом. На рис. 3.31 показаны цепи формирования траектории рабочей точки для запираемого тиристора.

Цепи формирования траектории рабочей точки с рекуперацией энергии. Энергия, запасенная в реактивных элементах цепи рассеивается в виде тепла. На высоких частотах эти потери значительны. Они могут оказаться ограничивающим фактором из-за трудностей, связанных с охлаждением оборудования. Поэтому лучше применять схемы, позволяющие возвращать эту энергию в источник электрического питания или передавать ее в цепь нагрузки. Существуют пассивные (рис. 3.32, а) и активные (рис. 3.32, б) схемы рекуперации энергии. Пассивные схемы содержат только L - и C -элементы, а активные — представляют собой цепи, например, с импульсным преобразователем.

Активная схема обеспечивает подачу энергии в источник через преобразователь Π , работающий на высокой частоте $f > F_{VT}$. На один преобразователь через разделительные диоды VDN можно подключить несколько транзисторов. Схема рекуперации с отдачей энергии в нагрузку показана на рис. 3.32, в.

3.8. СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Виды защиты. Как показано выше, существенной особенностью полупроводниковых приборов является их низкая перегрузочная способность. Защита должна предотвращать аварийную ситуацию в установке в случае внешнего короткого замыкания в цепи нагрузки, повреждения полупроводникового прибора или несвоевременного его включения.

Различают защиту от сверхтоков при коротких замыканиях и защиту от перенапряжений.

Защита от сверхтоков при коротких замыканиях обычно включает в себя плавкие предохранители или быстродействующие выключатели. Может быть применена бесконтактная защита тиристорных преобразователей. Защита от перенапряжений ограничивает возможные "всплески" тока для полупроводниковой структуры. Для защиты может использоваться метод замыкания шин питания защищаемой аппаратуры специальным короткозамыкателем с последующим размыканием цепи питания предохранителем. Для ограничения токов короткого замыкания в ряде случаев используются токоограничивающие дроссели.

Защита от сверхтоков. Можно спроектировать полупроводниковую установку, компоненты и приборы которой рассчитаны на любые перегрузки. При этом возрастают первоначальные затраты. Использование предохранителей, быстродействующих выключателей, выключателей мощности, которые должны размыкать цепь раньше момента повреждения полупроводникового прибора, позволяет защитить от сверхтоков установку, обладающую ограниченной перегрузочной способностью. Эта защита должна удовлетворять требованиям быстродействия, избирательности, обеспечения термической и электродинамической стойкости, ограничения возникновения перенапряжений, надежности, коммутационной способности, помехоустойчивости и чувствительности.

Быстродействующий выключатель или предохранитель размыкает цепь тока короткого замыкания i_k в процессе его нарастания и ограничивает его возможную амплитуду I_k (рис. 3.33, а).

При нарастании тока i_k на интервале t_0-t_2 цепь предохранителя не размыкается, а у выключателя контакты замкнуты. Время t_{max} , определяемое плавлением вставки предохранителя или временем t_1 нарастания тока i_k , тока уставки I_A ($0-t_1$) плюс собственное время срабатывания выключателя (t_1-t_2). На интервале t_2-t_3 происходит образование электрической дуги и нарастание напряжения U_s на ней, что вызывает снижение скорости нарастания тока i_k (точка А на кривой i_k) и его ограничение после достижения максимального значения I_{max} (точка В на кривой i_k). Снижение тока i_k приводит к возрастанию напряжения U_s выше напряжения установки $U_{ном}$ благодаря ЭДС самоиндукции цепей нагрузки и источника (интервал t_4-t_5). На

интервале t_3-t_6 , характеризующимся временем гашения дуги t_a , напряжение в дуге определяется ее вольт-амперной характеристикой, а ток i_k спадает до нуля (точка С).

Для предохранителя полное время отключения $t_c = t_{max} + t_a$. Полное тепловое воздействие тока i_k на предохранитель состоит из воздействия за время плавления, определяемого значениями сопротивления

вставки и джоулева интеграла $W_{max} = \int_0^{t_{max}} i_k^2 dt$, и из воздействия за

время горения дуги $W_a = \int_{t_{max}}^{t_c} i_k^2 dt$, т.е. $W_c = W_{max} + W_a$.

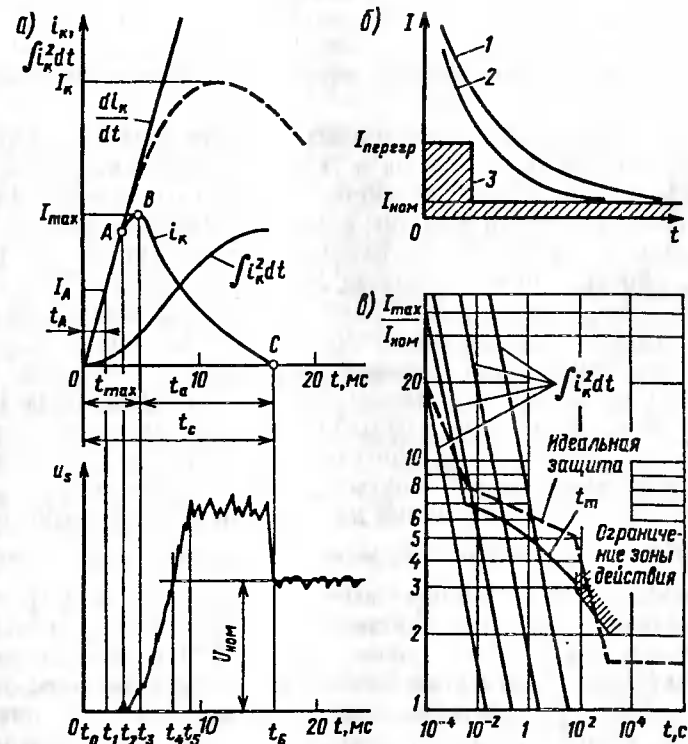


Рис. 3.33. Графики токов и напряжений при отключении цепи короткого замыкания с помощью предохранителя или быстродействующего выключателя

Полное время отключения выключателя $t = t_c - t_A$. За время прохода аварийного тока i_k в защищаемой цепи выделяется теплота, пропорциональная $W_c = \int_0^{t_A+t} i_k^2 dt$.

Как показано ранее, перегрузочная способность диодов и тиристоров за время длительностью до 10 мс определяется интегралом произведения квадрата тока на время его действия (защитный показатель $\int i^2 dt$). Для обеспечения защищенности полупроводниковых приборов устройства защиты от сверхтоков должны обеспечивать ограничение амплитуды и длительности аварийного тока таким образом, чтобы обеспечивалось основное соотношение защищенности

$$W_c = \int_0^{t_c} i_k^2 dt \leq \left[\int i^2 dt \right]_{crit}, \quad (3.67)$$

где $\left[\int i^2 dt \right]_{crit}$ — защитный показатель данного типа СПП по его паспортным данным.

При проектировании электронных преобразователей и аппаратов решаются задачи согласования перегрузочных характеристик СПП, характеристик защитных устройств от сверхтоков и эксплуатационных графиков нагрузки с учетом возможных технологических нагрузок. Используется принцип согласования характеристик полупроводникового преобразователя (кривая 1), защиты (кривая 2) и нагрузки (кривая 3) по время-токовой (ампер-секундной) зависимости (рис. 3.33, б). Ампер-секундная характеристика защиты должна находиться ниже и левее перегрузочной кривой полупроводникового прибора, но выше и правее нагрузочной характеристики преобразователя. На рис. 3.33, в в логарифмическом масштабе приведена зависимость времени плавления t_{max} от относительного значения эффективного тока плавления быстродействующей защиты полупроводниковых приборов. На характеристику нанесены линии для ряда значений защитного показателя $\int i^2 dt$. По характеристике можно подобрать по заданному типу полупроводникового прибора соответствующий тип предохранителя.

В зависимости от характеристик защитных аппаратов может обеспечиваться полная защита (кривая 2 на рис. 3.33, б везде вписывается в кривую 1), частичная защита или защита не обеспечивается. Защиты для интервала $t_{max} < 10$ мс выбирается по защитному показателю, а при более длительных перегрузках по ударному неповторяющемуся току (см. рис. 2.44).

Промышленностью выпускаются специальные быстродействующие предохранители, например серии ПНБ5 (наполнение кварцевым песком, быстродействующий) с номинальными токами плавких

вставок от 40 до 630 А и серии ПП57, ПП41 соответственно с номинальными токами 25—800 А и 100—1000 А на постоянное напряжение до 1080 В. Коммутационная способность предохранителей 100—300 кА [19]. Применяются также быстродействующие автоматические выключатели переменного и постоянного тока серии А3700 на токи до 1000 А и напряжение до 660 В с собственным временем отключения 10—40 мс и отключающей способностью до 100 кА. Более высокие номинальные значения имеют выключатели ВАТ (автоматические токоограничивающие) на токи до 1250—12500 А и постоянное напряжение до 1050 В и более. Они имеют собственное время отключения 1,5—5 мс и отключающую способность 20—70 кА [19].

Бесконтактные защиты тиристорных установок. Такие системы находят применение в современных преобразователях наряду с защитой автоматическими выключателями и плавкими предохранителями.

Используются следующие основные способы бесконтактных защит: снятие (блокирование) управляющих импульсов тиристорov; перевод установки в рекуперативный режим в результате сдвига управляющих импульсов; принудительное прерывание аварийного тока с помощью предварительно заряженной коммутирующей емкости.

Защиты от перенапряжений. Перенапряжения возникают в процессе срабатывания коммутационных аппаратов в питающей сети, из-за атмосферных грозовых явлений, включения преобразовательных трансформаторов или других реактивных элементов, а также при переключениях полупроводниковых приборов в схемах преобразователей. Энергия, связанная с сетевыми перенапряжениями, достигает 10^3 — 10^4 Дж, коммутационные перенапряжения сопровождаются энергией 10 — 10^2 Дж, а схемные — энергией 1 Дж. Кремниевые диоды, тиристоры и силовые транзисторы могут быть повреждены при перенапряжениях даже наносекундного диапазона длительностей.

Рассмотрим зависимость опасных перенапряжений от длительности импульса для выпрямительных установок со стороны постоянного тока (рис. 3.34) [32]. Величина ΔU представляет собой периодическое перенапряжение как отклонение от номинального выпрямленного напряжения $U_{dн}$. Для напряжений $U_{dн} > 50$ В возможные максимальные перенапряжения

$$\left(\frac{U_{dн} + \Delta U}{U_{dн}} \right)_{max} = \frac{1400}{U_{dн}} + 2,3. \quad (3.68)$$

Например, при импульсах длительностью 2 мс установку следует проектировать, выбирая приборы по двойному значению напряжения. Это не экономично, особенно для низковольтных преобразователей, для которых кратность перенапряжений велика. Поэтому в полупроводниковых преобразователях используются разнообразные устройства ограничения перенапряжений. Для подавления перенапряжений используют устройства, не пропускающие короткие высокие

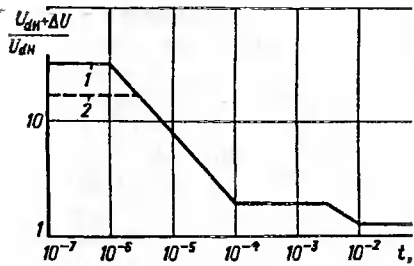


Рис. 3.34. Зависимость максимального относительного перенапряжения от длительности перенапряжения:
1 — предел для $U_{\text{ном}} < 110$ В; 2 — предел для $U_{\text{дн}} = 110$ В

вольтные импульсы напряжения к защищаемым приборам, например узкополосные LC-фильтры низкой частоты, RC-цепи; диверторы (ограничители напряжения), например обратно включенные селеновые приборы, стабилитроны, варисторы, изготовленные из карбида кремния или оксида цинка, обладающие нелинейными вольт-амперными характеристиками.

Нелинейная ВАХ может быть аппроксимирована уравнением

$$I = KU^\alpha; \quad (3.69)$$

здесь

$$\alpha = \lg \frac{I_2}{I_1} / \lg \frac{U_2}{U_1}. \quad (3.70)$$

Коэффициент α характеризует степень нелинейности электропроводности прибора. Чем выше α , тем лучше ограничительные свойства прибора. Наиболее эффективными ограничителями являются стабилитроны ($\alpha=35$) и варисторы ($\alpha > 25$). Они компактны, работают в наносекундном диапазоне и могут рассеивать значительные мощности (до 50 кВт).

Варистор представляет собой нелинейный полупроводник, свойства которого сходны со свойством $p-n$ -перехода. Пробой происходит на границах отдельных зерен его структуры, что способствует равномерному распределению теплоты по объему. Площадь поперечного сечения варистора определяет максимальный допустимый ток, а толщина — напряжение пробоя.

Значительная собственная емкость структуры ограничивает максимальную рабочую частоту. Функционально варистор подобен двум встречно включенным стабилитронам. Характерной чертой варисторов является ухудшение характеристик со временем, что ограничивает число срабатываний при предельных значениях выделяющейся энергии. При низких энергиях число срабатываний не ограничено, а при номинальной энергии возможно только одно срабатывание.

Аварийным для стабилитрона и варистора является короткое замыкание токоограничивающего резистора.

Данные некоторых видов ограничителей напряжения приведены в табл. 3.6.

Таблица 3.6

Параметр	Варистор (SiC)	Варистор (ZnO)	Стабилитрон
Пиковый ток при пробое, А	—	120	5,5
Пиковая мощность, кВт	—	40	1,5
Рассеиваемая энергия, Дж	50	70	2
Ограничивающее напряжение, В	15–300	14–1200	1,8–280
Рост напряжения при токе 10 А, В	4,5	1,7	1,4

В преобразовательных установках в зависимости от их мощности, типа СПП (диоды, тиристоры, транзисторы) применяются разнообразные комбинации фильтрующих и ограничивающих устройств, включаемых со стороны источника питания и со стороны нагрузки. При этом должна выполняться тщательная координация устройств защиты от перенапряжений с другими устройствами, обеспечивающими нормальную работу СПП при групповом соединении и формировании траектории рабочей точки.

Схемы защиты с короткозамыкателями. Обесточивание нагрузки как защитная мера может применяться при коротком замыкании и перенапряжениях в цепях постоянного или переменного тока. В схеме замыкания цепи источника питания постоянного тока посредством включения специального тиристора VT при возникновении аварийной ситуации (рис. 3.35) датчиком тока служит резистор R1, датчиком напряжения — делитель напряжения R2—R3. При перегрузках по току или перенапряжениях от схемы управления СУ включается тиристор VT, который шунтирует цепь нагрузки. При этом сгорает предохранитель FS1 или срабатывает автоматический выключатель.

Подавление помех, создаваемых аппаратурой. При переключении СПП возникает "всплеск" напряжения, пропорциональный di/dt . Частотный спектр выделившейся при этом энергии весьма широк. Поэтому соответствующие помехи могут распространяться по соединительным проводам питающей сети и в результате излучения

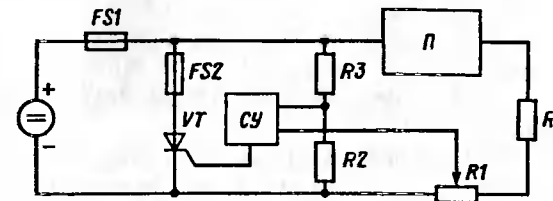


Рис. 3.35. Схема защиты полупроводникового преобразователя с тиристорным короткозамыкателем

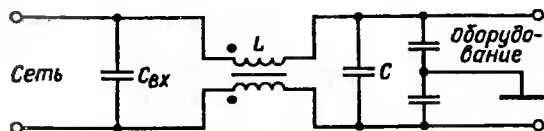


Рис. 3.36. Схема сетевого LC-фильтра

в окружающее пространство. Помехи, распространяющиеся по соединительным проводам, могут быть уменьшены при помощи LC-фильтра (рис. 3.36), в котором $0,1 \text{ мкФ} \leq C_{\text{вх}} \leq 2 \text{ мкФ}$, $2,2 \text{ нФ} \leq C \leq 33 \text{ нФ}$, $18 \text{ мГн} \leq L \leq 47 \text{ мГн}$.

Помехи, излучаемые в окружающее пространство, подавляются компоновкой электростатических и магнитных экранов. Целесообразно также использовать схемы с высокой помехоустойчивостью, например, устройства на МДП-транзисторах.

4. ТРАНЗИСТОРНЫЕ И ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА И МИКРОСХЕМЫ

4.1. ИНФОРМАЦИОННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Основные понятия. Электронная техника является универсальным средством реализации систем управления различного назначения. Система управления включает в себя объект управления, управляющее устройство и каналы прямой и обратной связи между ними. Любая система управления осуществляет сбор, передачу и переработку информации, а также выдачу управляющих воздействий на объект управления.

Процессы в объектах управления могут носить непрерывный (например, работа электрического двигателя) или скачкообразный (например, включение-отключение электрической цепи выключателем) характер. Соответственно и управляющие воздействия на объекты управления могут быть непрерывными и дискретными.

Обработка информации может выполняться следующими методами: аналоговым, при котором обрабатываемые величины представляются в аналоговой форме (обычно напряжениями либо токами), или цифровым, при котором величины представляются в цифровой форме (обычно в двоичном позиционном коде — ПДК) и сама обработка сводится к последовательности действий (операций) над числами [17].

При передаче информации некоторые сведения о процессах и явлениях, которые называют *сообщениями*, поступают от источника к получателю. Сами сведения передаются в форме некоторых физичес-

ких процессов, определенные параметры которых поставлены в соответствие конкретному сообщению. Эти физические носители сообщений называются сигналами. Сигналы могут быть непрерывными (аналоговыми) или дискретными в виде импульсов определенной формы или пакетов (последовательностей) импульсов, в которых в ПДК отображается некоторое число.

Для преобразования и обработки аналоговых и дискретных (импульсных и цифровых) сигналов служат электронные устройства, которые представляют собой конструктивно законченные технические системы, имеющие определенное функциональное назначение.

Аналоговые устройства предназначаются для обработки непрерывных сигналов. Применяются разнообразные аналоговые электронные устройства, из которых следует выделить усилители электрических сигналов (напряжений, тока, мощности).

Устройства, в которых происходит формирование или преобразование импульсных сигналов, называются *импульсными* устройствами. Класс импульсных устройств весьма широк: цифровые, индикаторные, модулирующие устройства и др.

Цифровые устройства представляют собой базу для вычислительной, в том числе микропроцессорной, техники и дискретной автоматики, включая разнообразные электронные защиты.

В современной информационной электронике импульсный принцип построения систем занимает ведущее место по сравнению с аналоговым. Это определяется существенно меньшим потреблением энергии (высоким КПД), более высокой точностью, меньшей критичностью к изменению температуры, большей помехозащищенностью импульсных и цифровых устройств электронной техники. В связи с этими преимуществами цифровой техники в системах управления широко используются аналого-цифровые (АЦП) и цифроаналоговые (ЦАП) преобразователи сигналов.

Импульсные сигналы. В импульсных устройствах применяются в основном импульсы прямоугольной, пилообразной и экспоненциальной формы (рис. 4.1, а, б, в), а также импульсы положительной, отрицательной и чередующейся полярности (рис. 4.1, г).

Импульсный сигнал прямоугольной формы (см. рис. 4.1, а) наиболее распространен. В реальных электронных схемах такой сигнал быстро нарастает до максимального значения, затем напряжение может сравнительно медленно изменяться в течение некоторого промежутка времени, после чего происходит быстрое спадание импульса (рис. 4.2). Основными элементами импульса являются: фронт длительностью t_f , вершина с амплитудой U_{max} и спадом ΔU , срез длительностью t_c . Амплитуда импульса U_{max} , длительность импульса t_n , длительности фронта t_f и среза t_c и спад вершины ΔU являются параметрами импульса.

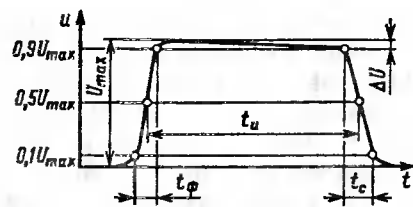
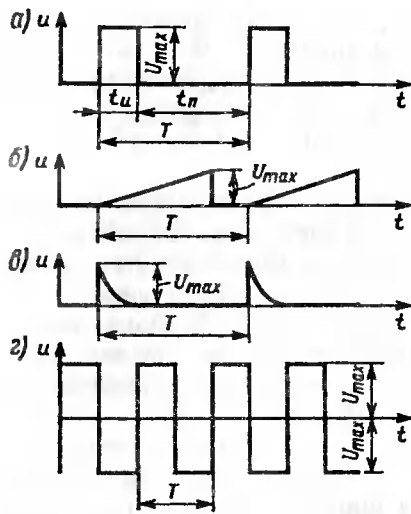


Рис. 4.2. Реальный импульс прямоугольной формы

Рис. 4.1. Импульсные сигналы

Параметрами последовательности импульсов (см. рис. 4.1, а) являются: период повторения (следования) T , частота повторения $f = 1/T$, пауза длительностью t_n , коэффициент заполнения $k_z = t_u/T$ и скважность $Q = T/t_u$.

В схемах импульсных устройств для обработки и преобразования информации применяются цифровые методы, которые основаны на использовании сигналов прямоугольной формы, имеющих два фиксированных значения напряжения. Высокому значению напряжения сигнала ставится в соответствие напряжение логической 1 и приписывается символ "1", а низкому напряжению логического 0 и приписывается символ "0". Такое обозначение параметров импульса позволяет перейти от физических параметров к логическим двоичным переменным и применять запись пакета импульсов определенной комбинации в форме числа в двоичной системе исчисления — позиционного двоичного кода (ПДК).

Позиционный двоичный код. С помощью последовательности прямоугольных импульсов можно записать любое число в двоичной системе исчисления, т. е. закодированное сообщение. Символы "1", "0", которыми описывается сообщение, называются *алфавитом*. Комбинация символов ("1", "0") определяется законом (правилом) их расшифровывания, представляющим собой язык сообщения (машинный, алгоритмический и т. д.). В двоичном алфавите широко используется позиционный двоичный код. Длина кодовой комбинации определяется числом разрядов двоичного числа.

Каждый разряд двоичного числа содержит 1 бит информации. Например, в табл. 4.1 приведена запись десятичных чисел от 0 до 15 в двоичном коде длиной 4 бита и перевод этого кода в шестнадцатичный код, имеющий более компактную форму записи.

Таблица 4.1

Десятичное число	Двоичный код	Шестнадцатичный код	Десятичное число	Двоичный код	Шестнадцатичный код
0	0000	0	8	1000	8
1	0001	1	9	1001	9
2	0010	2	10	1010	A
3	0011	3	11	1011	B
4	0100	4	12	1100	C
5	0101	5	13	1101	D
6	0110	6	14	1110	E
7	0111	7	15	1111	F

Крайний слева бит имеет наибольший вес и называется *старшим битом (разрядом)*. Правый бит имеет наименьший вес и называется *младшим битом (разрядом)*. Обозначение 16-разрядного двоичного числа показано на рис. 4.3.

Восемь бит образуют один байт информации. В системах обработки информации представляется словом, которое может содержать несколько байт. Деление на байты упрощает представление двоичного числа 16-ричным. На рис. 4.3 двоичное число 101001100101101_2 соответствует 16-ричному числу $A72D_{16}$. Кодом длиной n бит можно закодировать $N = 2^n$ сообщений. Перевод числа в десятичную систему из другой системы исчисления осуществляется по выражению:

$$A_{10} = \sum_{i=0}^{k-1} a_i m^i, \quad (4.1)$$

где k — старший разряд числа; a — цифра данного разряда; m — основание системы исчисления.

Например, двоичное число (см. рис. 4.3) переводится в десятичное следующим образом:

$$A_{10} = 1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^8 + 1 \cdot 2^9 + 1 \cdot 2^{10} + 0 \cdot 2^{11} + 0 \cdot 2^{12} + 1 \cdot 2^{13} + 0 \cdot 2^{14} + 1 \cdot 2^{15} = 42805_{10}.$$

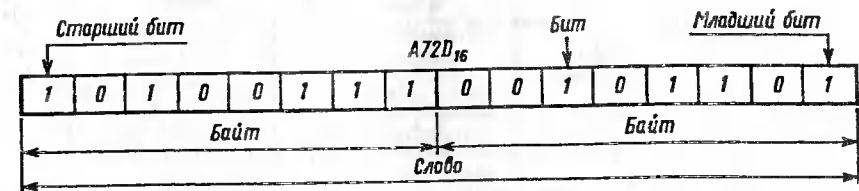


Рис. 4.3. Структурная схема двоичного кода

Виды аналоговых, импульсных и цифровых устройств. В зависимости от выполняемых функций устройства систем управления подразделяются на измерительные, преобразовательные и исполнительные (рис. 4.4).

Электронные устройства конструктивно могут быть выполнены в виде схемы с использованием дискретных элементов (диодов, транзис-

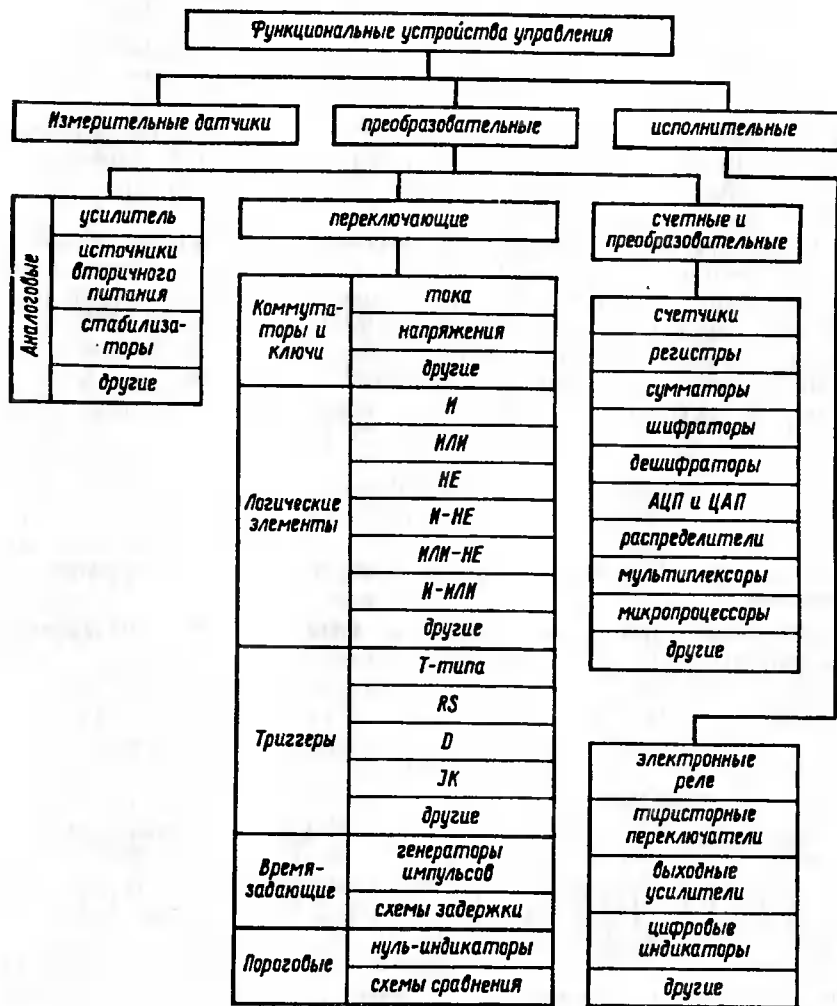


Рис. 4.4. Структурная схема классификации электронных устройств

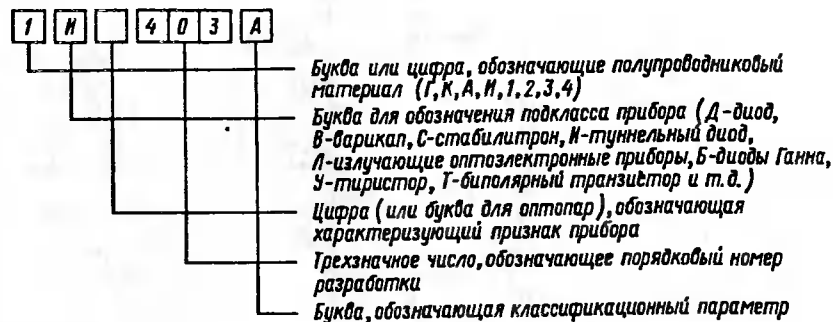


Рис. 4.5. Структурная схема буквенно-цифрового обозначения полупроводниковых приборов информационной электроники

торов, конденсаторов и т. д.) или в виде интегральных схем. Интегральные схемы с высокой степенью миниатюризации называются *интегральными микросхемами* (ИМС).

Элементы дискретных схем изготавливаются на токи до 10 А (маломощные полупроводниковые приборы) в широком ассортименте и обозначаются в принятой системе буквенно-цифровых обозначений (рис. 4.5). В основу системы положен семизначный буквенно-цифровой код. На рис. 4.5 для примера показано обозначение германиевого туннельного диода 10 мА.

4.2. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ И КЛЮЧЕВОЙ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА

Принципы построения усилительного каскада. Схемы усилительных каскадов разнообразны. Принципы построения главных цепей усилительных каскадов содержат управляемый элемент УЭ, функцию которого выполняет биполярный или полевой транзистор, и режимный резистор R , а совместно с источником питания, имеющим ЭДС E , эти элементы образуют выходную цепь каскада (рис. 4.6).

Усиливаемый сигнал $u_{вх}$ любой формы (например, синусоидальный как на рис. 4.6) подается на вход УЭ. Выходной сигнал $u_{вых}$ снимается с выходной УЭ или с резистора R . Он создается в результате изменения сопротивления УЭ, что приводит к изменению тока i в выходной цепи под воздействием входного напряжения. Следовательно, процесс усиления сопровождается преобразованием энергии источника постоянного напряжения E в энергию переменного тока в выходной цепи из-за изменения сопротивления УЭ в соответствии с параметрами входного сигнала.

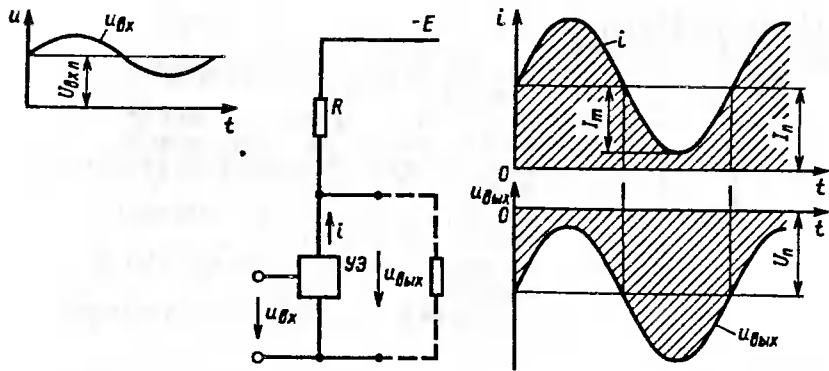


Рис. 4.6. Схема и графики изменения тока и напряжения усилительного каскада

Ток i в выходной цепи хотя и является переменным, но имеет одно направление, соответствующее полярности включения источника питания постоянного напряжения. При этом ток i и напряжение $u_{\text{вых}}$ следует рассматривать как переменные составляющие суммарного тока и суммарного напряжения, накладывающиеся на постоянные составляющие $I_{п}$ и $U_{п}$. Для полного воспроизведения входного сигнала на выходе каскада необходимо выполнить условие $I_{п} \geq I_{\text{max}}$, $U_{п} \geq U_{\text{max}}$, где I_{max} , U_{max} — амплитуды переменных составляющих. В противном случае на отдельных интервалах ток $i = 0$, что приводит к искажению формы выходного сигнала.

Постоянные составляющие задают подачей на вход, кроме усиливаемого сигнала соответствующего постоянного напряжения $U_{\text{вх п}}$. Постоянные составляющие $U_{\text{вх п}}$, $U_{п}$, $I_{п}$ определяют режим покоя усилительного каскада при отсутствии входного сигнала.

Анализ работы усилительного каскада на биполярном транзисторе. Усилительные каскады могут быть построены на основе схемы включения транзистора с общим эмиттером, общей базой, и общим коллектором (см. гл. 2). Наибольшее применение имеет схема ОЭ, как обеспечивающая наибольший коэффициент усиления по мощности (см. рис. 2.56), поэтому проанализируем ее работу (рис. 4.7).

Основными элементами схемы (рис. 4.7, а) являются источник питания E_c , УЭ — транзистор VT $p-n-p$ -типа и резистор R_c . Эти элементы образуют цепь усилительного каскада. Для задания режима покоя во входную цепь транзистора последовательно с источником усиливаемого сигнала $e_{\text{вх}}$ включен вспомогательный источник смещения $E_{\text{еэ}}$.

Благодаря наличию ЭДС $E_{\text{еэ}}$ во входной цепи протекает ток базы $I_{\text{б2}}$ (рис. 4.7, б, д), который обеспечивает смещение эмиттерного перехода VT в прямом направлении, и в цепи коллектора протекает ток

покоя $I_{п}$ (рис. 4.7, в). На нагрузочной прямой AB это соответствует точке O_1 , называемой точкой покоя, а напряжение на транзисторе равно $U_{п}$.

При поступлении на вход каскада сигнала $e_{\text{вх}}$ напряжение, прикладываемое к цепи "база-эмиттер", $u_{\text{еэ}} = -E_{\text{еэ}} + e_{\text{вх}}$. В результате действия двух входных источников ток базы $I_{\text{б}}$ изменяется и соответственно вызывает изменение тока коллектора $I_{\text{с}}$ (рис. 4.7, з) и напряжения "коллектор-эмиттер" $U_{\text{сэ}}$ (рис. 4.7, е). Траектория рабочей точки транзистора отображается участком прямой AB нагрузочной характеристики. Выходные сигналы повторяют форму входного сигнала, воспроизводя этот сигнал по току, напряжению и мощности. В данном случае режим усиления называется усилением класса A .

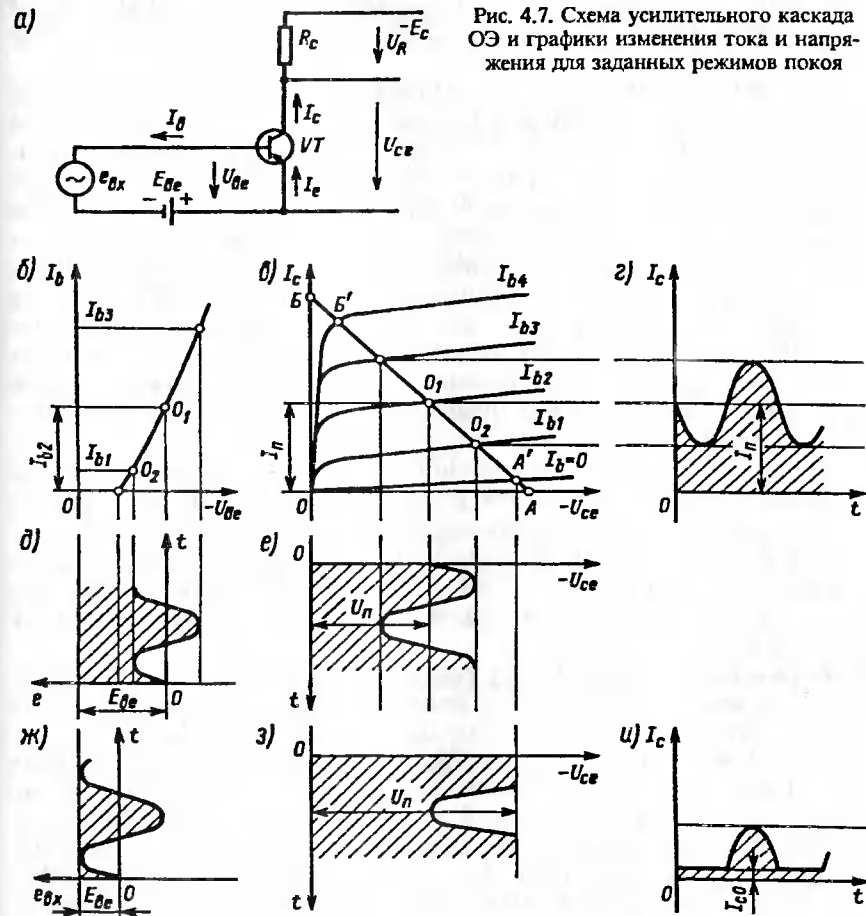


Рис. 4.7. Схема усилительного каскада ОЭ и графики изменения тока и напряжения для заданных режимов покоя

Если точку покоя сместить (O_2), уменьшая значение E_{ee} (рис. 4.7, ж), то на выходе каскада воспроизводится лишь одна половина сигнала $e_{вх}$ (рис. 4.7, з, и). Такой режим усиления соответствует классу усиления B .

При уменьшении напряжения смещения можно получить на выходе воспроизведение только определенной части одной полуволны входного сигнала $e_{вх}$. Этому режиму соответствует класс усиления C . В усилителях мощности может применяться промежуточный класс усиления AB .

Режим класса A используется в одноктактных каскадах усиления мощности, рассматриваемых ниже, а режим класса B — в двухтактных схемах усиления с использованием двух транзисторов.

Качество работы усилительных каскадов зависит от точности передачи формы сигнала. В процессе работы усилителей возникают линейные (амплитудные и фазовые) и нелинейные (по форме) искажения.

Амплитудные и фазовые искажения определяются зависимостью амплитуды и фазы выходного сигнала от его частоты. Низкие и высокие частоты приводят к тому, что вследствие собственных нелинейных частотных характеристик транзисторов снижается амплитуда и изменяется фаза сигнала на выходе каскада. Уменьшение модуля коэффициента усиления учитывается коэффициентом частотных искажений. Для усилителя устанавливается полоса пропускания. Амплитудные и фазовые искажения относятся к классу линейных, поскольку не вызывают изменения формы усиливаемого синусоидального сигнала. При более сложной форме усиливаемого сигнала, содержащего спектр гармонических составляющих, может происходить искажение формы из-за различного амплитудного и фазового искажения отдельных гармонических составляющих.

Нелинейные искажения возникают вследствие нелинейности вольт-амперных характеристик самих транзисторов. С увеличением амплитуды входного сигнала нелинейные искажения возрастают. Мерой их оценки служит коэффициент нелинейных искажений (клир-фактор), представляющий собой отношение составляющей выходного напряжения без учета основной гармонической к этой основной гармонической составляющей.

Режим работы биполярного транзистора в схеме ключа. Транзисторная импульсная и цифровая техника основана на применении ключевых схем, в которых транзистор может находиться в одном из двух состояний: насыщения или отсечки. Переключение из одного состояния в противоположное в транзисторных ключах происходит за интервал времени, несоизмеримый с периодом следования основных состояний. Главное назначение транзисторного ключа — замыкание и размыкание цепи нагрузки. Качество транзисторного ключа определяется падением напряжения (остаточное напряжение) на транзисторе в насыщенном состоянии (замкнутое состояние ключа, или от-

крытое состояние транзистора), а также остаточным током транзистора в состоянии отсечки (разомкнутое состояние ключа, закрытое состояние транзистора). При разработке транзисторного ключа эти показатели стремятся уменьшить.

Ключевая схема представляет собой усилительный каскад на транзисторе, работающем в ключевом режиме (рис. 4.8).

Транзистор, как правило, включается по схеме ОЭ (на рис. 4.8, а схема ОЭ на транзисторе $p-n-p$ -типа). Транзистор VT выполняет функцию ключа в последовательной цепи с резистором R_c и источником питания E_c . Графо-аналитическим методом построена нагрузочная прямая AB на выходных характеристиках (рис. 4.8, б, в), на которых показана форма сигналов на входе (рис. 4.8, д) и на выходе (рис. 4.8, з, е). Нагрузочная прямая описывается уравнением $U_{ce} = -(E_c - I_c R_c)$ и проводится так же, как для усилительного каскада. Точки пересечения нагрузочной прямой с характеристиками определяют значения напряжений на элементах и ток в последовательной цепи.

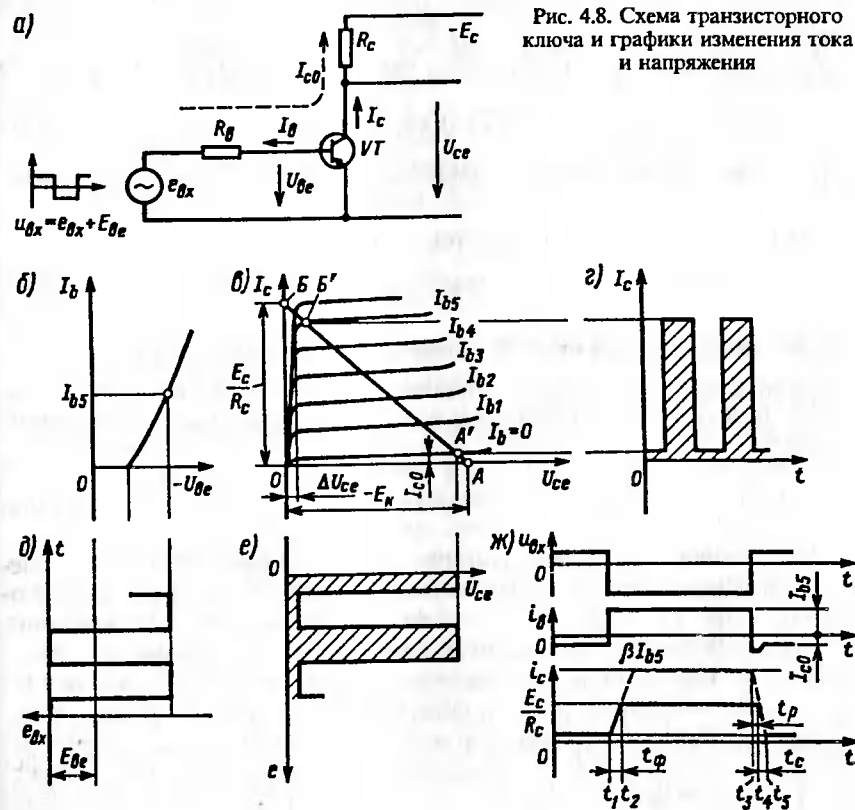


Рис. 4.8. Схема транзисторного ключа и графики изменения тока и напряжения

Рассмотрим режим запираания (переключение в состояние отсечки) транзистора (рис. 4.8, ж). Запирание осуществляется подачей на вход транзистора напряжения $u_{вх}$ положительной полярности (см. рис. 4.8, б, е). Эмиттерный переход VT смещается в обратном направлении и ток $I_e = 0$. Через резистор R_e протекает обратный (тепловой) ток коллекторного перехода I_{co} . Состоянию отсечки (ключ разомкнут) транзистора соответствует рабочая точка A (см. рис. 4.8, в). Необходимо, чтобы $U_{ce} = -(U_{вх} - I_{co}R_e) > 0$ было не менее чем 0,2—2 В.

Режим открытого состояния транзистора достигается изменением полярности входного напряжения ($u_{вх} < 0$) и заданием соответствующего тока базы. Насыщенное (открытое) состояние транзистора характеризуется рабочей точкой B (см. рис. 4.8, в). Ток коллектора увеличивается соответственно току базы во времени по кривой, определяемой процессом инжекции носителей из эмиттера в базу и дрейфа их к области коллекторного перехода (см. рис. 4.8, ж). Траектория рабочей точки определяется движением по нагрузочной прямой от A' к B . Напряжение U_{ce} транзистора при этом уменьшается (см. рис. 4.8, д), стремясь к значению ΔU_{ce} .

До некоторого граничного тока базы сохраняется соотношение

$$I_c = \beta I_e + (1 + \beta)I_{co} \approx \beta I_e, \quad (4.2)$$

где β — статический (усредненный) коэффициент передачи тока транзистора в схеме ОЭ.

Через транзистор VT и резистор R_c протекает ток

$$I_c = E_c - \Delta U_{ce}/R_c, \quad (4.3)$$

где ΔU_{ce} — остаточное напряжение на транзисторе в насыщенном состоянии.

Напряжение ΔU_{ce} должно быть минимальным (обычно составляет 0,05—1 В. Так как это напряжение значительно меньше E_c , то принимают

$$I_c = E_c/R_c. \quad (4.4)$$

При дальнейшем увеличении тока базы более, чем $I_{e5} = I_c/\beta$, остаточное напряжение почти не уменьшается. Режим работы транзистора при $I_e > I_{e5}$ (см. рис. 4.8, в) называется *насыщением*. Отношение $S = I_e/I_{e5}$ называется *коэффициентом насыщения* транзистора, определяющим глубину насыщения. В режиме насыщения ток базы $I_e = SI_c/\beta$, где S принимается равным 1,5—3 для обеспечения надежного переключения в режим насыщения. Характер изменения i_c отличается от вызвавшего это изменение тока i_e (см. рис. 4.8, ж). Длительность фронта t_ϕ импульса тока определяется

скоростью накопления носителей в базе и, следовательно, тем меньше, чем интенсивнее ток базы, т. е. чем глубже насыщение транзистора. С приложением запирающего напряжения $U_{вх} < 0$ ток коллектора и напряжение "коллектор-эмиттер" остаются неизменными, а транзистор по-прежнему открыт (интервал t_3 — t_4 , см. рис. 4.8, ж). Создается задержка в запирании транзистора, поскольку ток поддерживается избыточными носителями заряда в базе насыщенного транзистора. Только после рассасывания избыточных носителей заряда (время t_p) в базе и перехода транзистора в активный режим ток коллектора начинает уменьшаться. Интервал t_4 — t_5 определяет время среза t_c импульса коллекторного тока. Длительности t_ϕ , t_p и t_c характеризуют быстрдействие транзисторного ключа.

Особенности усилительного и ключевого режимов полевых транзисторов. Принципы построения усилительных каскадов на полевых транзисторах те же, что и для каскадов на биполярных транзисторах. Отличие заключается в том, что в полевом транзисторе управление достигается изменением напряжения на управляющем электроде—затворе, а не тока (как в цепи базы биполярного транзистора). Задание режима покоя осуществляется подачей во входную цепь каскада постоянного напряжения соответствующего значения и полярности (см. рис. 2.82 и 2.63). Для обеспечения ключевого режима полевого транзистора с изолированным затвором в усилительном каскаде не требуется применения источника смещения на входе, так как транзистор обладает пороговым напряжением $U_{пор}$.

4.3. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Классификация и основные показатели усилителей. Усилители широко используются в устройствах автоматики, телемеханики и вычислительной техники. Они служат для усиления электрических сигналов по напряжению, току или мощности. В реальных схемах усилители очень часто состоят из нескольких последовательных каскадов. Слабый сигнал вначале усиливается с помощью каскадов предварительного усиления, затем поступает на предоконечный усилительный каскад и далее на оконечный (выходной), обеспечивающий на выходе заданный уровень сигнала. Каждый каскад усиления соединяется со входом следующего каскада цепями каскадной связи.

В зависимости от функциональных задач и технической реализации усилители подразделяются по виду усиливаемых сигналов, ширине и значению частот, типу усилительных элементов, назначению, конструктивному исполнению и другим признакам. По виду усиливаемых сигналов различают усилители постоянного тока, гармонических и импульсных сигналов. По ширине полосы и абсолютным зна-

чениям усиливаемых частот усилители делятся на усилители медленно изменяющегося сигнала (усилители постоянного тока — УПТ), усилители звуковых частот УЗЧ (от 20—200 Гц до 10—20 кГц), усилители высокой частоты (от десятков килогерц до десятков и сотен мегагерц), широкополосные усилители ШПУ (от десятков килогерц до сотен мегагерц), узкополосные усилители УПУ. В зависимости от типа усилительного элемента различают электронно-ламповые, транзисторные, квантовые и другие усилители.

Усилители на транзисторах безынерционны, долговечны, устойчивы к вибрации, экономичны. Они находят широкое применение в современной электронной технике. Необходимо учитывать их отрицательные свойства (разброс параметров транзисторов, значительная температурная зависимость, относительно высокий уровень собственного шума). По конструктивному исполнению важно выделить усилители, выполненные с помощью дискретной технологии (способом навесного или печатного монтажа) и усилители, выполненные на основе интегральной микросхемотехники.

Все усилители по режиму работы можно разделить на два класса: с линейным и нелинейным режимами работы. Усилители с линейным режимом работы (или усилители мгновенных значений) должны обеспечивать выходной сигнал, близкий по форме к входному. Как указано выше, важнейшим показателем таких усилителей является амплитудно-частотная характеристика (АХЧ). В усилителях с нелинейным режимом работы пропорциональность в передаче мгновенных значений входного сигнала отсутствует. После достижения входным сигналом определенного значения на выходе усилителя напряжение сигнала остается неизменным (усилители-ограничители, усилители-преобразователи синусоидального сигнала в импульсный, нелинейные импульсные усилители).

Свойства усилителей характеризуют рядом показателей: коэффициентом усиления, входной и выходной мощностью, чувствительностью, КПД, диапазоном частот усиливаемых сигналов, вносимыми усилителем искажениями, напряжением помех и т. д. Коэффициенты усиления по току k_I , напряжению k_U и мощности k_P определяются при расчете усилительного каскада по переменному току. При синусоидальном входном сигнале входная мощность

$$P_{вх} = U_{вх} I_{вх} = U_{вх}^2 / I_{вх} = I_{вх}^2 R_{вх}, \quad (4.5)$$

а выходная мощность

$$P_{вых} = U_{вых} I_{вых} = U_{вых}^2 / I_{вых} = I_{вых}^2 R_{вых}. \quad (4.6)$$

Коэффициенты усиления соответственно

$$k_I = I_{вых} / I_{вх}, k_U = U_{вых} / U_{вх}, k_P = P_{вых} / P_{вх}. \quad (4.7)$$

Коэффициенты усиления могут выражаться в относительных и логарифмических единицах — децибелах (дБ), что удобно для оценки очень малых и очень больших значений. Последнее используется в технике связи.

Коэффициенты усиления

$$k_I (\text{дБ}) = 20 \lg k_I, k_U (\text{дБ}) = 20 \lg k_U, k_P (\text{дБ}) = 10 \lg k_P. \quad (4.8)$$

Для многокаскадного усилителя

$$k = k_1 k_2 k_3 \dots k_n. \quad (4.9)$$

Номинальное значение входного сигнала, при котором усилитель звуковой частоты передает в нагрузку заданную выходную мощность, называется *чувствительностью* усилителя.

Под КПД усилителя понимают отношение мощности $P_{н}$, реализуемой в нагрузке, к мощности $P_{з}$, потребляемой всеми цепями от источника питания: $\eta = P_{н} / P_{з}$. Обычно $\eta = 0,2-0,7$. Искажения в усилителях могут быть линейными и нелинейными (см. п. 4.2). Амплитудно-частотные искажения оцениваются коэффициентом частотных искажений:

$$M = k_{U(\text{ср})} / k_{U(f)}; M(\text{дБ}) = 20 \lg M, \quad (4.10)$$

где $k_{U(\text{ср})}$, $k_{U(f)}$ — соответственно коэффициенты усиления на средних (обычно 1 кГц) частотах и на частоте f .

Если $0,75 \text{ дБ} \geq M \geq 1,25 \text{ дБ}$, то частотные искажения становятся заметными на слух. Искажения могут быть фазочастотными.

Диапазон рабочих частот (или полоса пропускания Δf) усилителя ограничивается областью частот от низкой $f_{нч}$ до высокой $f_{вч}$ частоты, в пределах которой частотные искажения не превышают заданного значения. Звуковые колебания, слышимые ухом человека, лежат в пределах 20—20000 Гц. Усилители звука высшего класса должны иметь $M \leq 2 \text{ дБ}$ в диапазоне частот 30—15000 Гц, телевизионные усилители имеют рабочий диапазон 50 Гц—6 МГц.

Способы задания рабочей точки транзистора в усилительном каскаде. Для получения заданных показателей работы усилителя необходимо обеспечить надлежащее питание усилительных каскадов, соответствующий классу усиления, способ подачи смещения во входную цепь, термостабилизацию и термокомпенсацию точки покоя, качественную межкаскадную связь. Питание осуществляется от общего источника постоянного тока: гальванической батареи или выпрямителя. Для устранения вредных межкаскадных связей по цепям питания устанавливаются RC-фильтры. Нужное положение точки покоя транзистора в усилительном каскаде обеспечивают подачей на вход (базу или затвор) относительно эмиттера или истока фиксированного напряжения смещения. Его можно подать от источника питания.

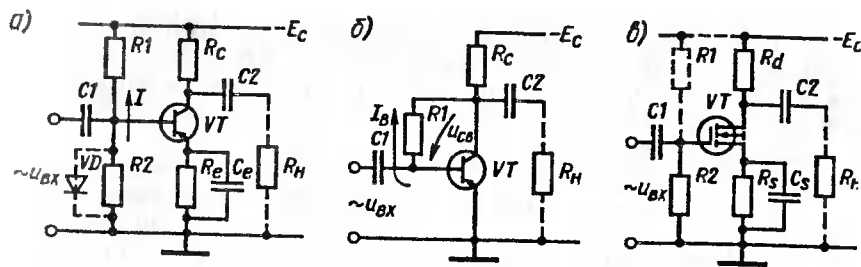


Рис. 4.9. Схемы подачи фиксированного смещения и температурной стабилизации режима транзистора

Смещение осуществляется фиксированным током или фиксированным напряжением (рис. 4.9). Смещение напряжением база-эмиттер создается от источника питания E_c делителями R_1, R_2 (рис. 4.9, а). Ток делителя создает на резисторе R_2 падение напряжения, приложенное к эмиттерному $p-n$ -переходу в прямом направлении. Сопротивление R_2 принимается небольшим, чтобы снизить зависимость смещения от температуры окружающей среды. Однако при этом снижается входное сопротивление усилителя. В зависимости от мощности каскада

принимается $I = (2+5)I_{bn}^*$ (знаком * обозначено относительное значение), где I_{bn} — ток базы в точке покоя (см. рис. 4.7, б, ток I_{e2}). Такой способ чаще применяется в усилителях класса В при малых колебаниях температуры.

В схеме ОЭ смещение фиксированным током базы (рис. 4.9, б) от источника питания E_c осуществляется через резистор R_1 с большим сопротивлением. Начальный ток базы $I_{bn} = (E_c - U_{ben})/R_1$. Так как U_{ben} мало при прямом смещении, то $I_{bn} \sim E_c/R_1$. Следовательно, ток базы покоя зависит только от внешних параметров. Ток I_{bn} определяется коэффициентом передачи тока h_{213} , который весьма различен у однотипных транзисторов, поэтому эта схема малоприменяется в серийной аппаратуре.

В приведенных схемах смещение на транзистор подается параллельно с источником сигнала $U_{вх}$ (см. рис. 4.9, а), так и последовательно с ним (см. рис. 4.9, б). Для отделения переменной составляющей входного сигнала от постоянной составляющей смещения на вход включен конденсатор C_1 . Аналогично в выходной цепи разделение выходного сигнала и постоянной составляющей, обусловленной током покоя, достигается включением конденсатора C_2 . В каскадах на полевых транзисторах, например в схеме ОИ с МДП-транзистором со встроенным каналом n -типа (рис. 4.9, в), смещение задается с помощью делителя R_1, R_2 от общего источника питания E_d в виде фиксированного напряжения $U_{гсп}$ в режиме покоя. При изменении температуры положение точки покоя изменяется (дрейф усилителя),

поскольку сопротивление прямосмещенного эмиттерного перехода транзистора VT и ток базы I_{bn} изменяются (см. рис. 4.9, а). Стабилизация достигается введением в схему отрицательной обратной связи по току или напряжению. Для этого схему усилителя дополняют элементами стабилизации. В схеме (см. рис. 4.9, а) применена эмиттерная стабилизация с помощью корректирующего звена R_e, C_e . На резисторе R_e создается падение напряжения. С увеличением тока I_e это падение возрастает, что автоматически вызывает повышение потенциала базы и уменьшение токов базы, эмиттера и коллектора. Конденсатор C_e шунтирует резистор R_e по переменной составляющей тока. Аналогичные процессы происходят в схеме (см. рис. 4.9, в).

В схеме (см. рис. 4.9, б) резистор R_1 выполняет одновременно функцию смещения и коллекторной стабилизации. При увеличении температуры и возрастании тока коллектора увеличивается падение напряжения на резисторе R_c и соответственно уменьшаются напряжения $U_{ce} = E_c - I_c R_c$ и U_{cb} . Это вызывает снижение тока базы, а следовательно и тока коллектора, который стремится к заданному значению тока покоя $I_{сп}$.

Более высокую стабильность работы обеспечивает комбинированная схема отрицательной обратной связи по току и напряжению, получаемая в результате включения диода VD параллельно резистору R_2 делителя (см. рис. 4.9, а).

Термокомпенсация точки покоя предусматривает применение в схемах нелинейных элементов, параметры которых зависят от температуры (терморезисторы, диоды, транзисторы) (рис. 4.10). Терморезистор вместо резистора R_2 (рис. 4.10, а) с повышением температуры из-за уменьшения сопротивления вызывает снижение напряжения между эмиттером и базой, и ток покоя коллектора остается постоянным. Терморезисторы обладают неодинаковой с транзистором температурной инерционностью. Лучшие результаты при компенсации дает включение диода в качестве термочувствительного элемента (рис. 4.10, б). Диод VD_1 компенсирует темпе-

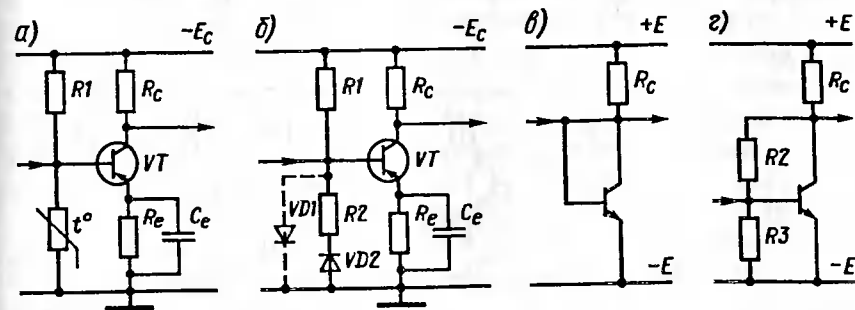


Рис. 4.10. Схемы температурной компенсации в усилительных каскадах

ратурное смещение входной характеристики, а диод $VD2$ — влияние обратного тока коллекторного перехода. В интегральных схемах используются диодные стабилизаторы напряжений и токов. На рис. 4.10, *в* приведен стабилизатор напряжения, в котором в качестве стабилизирующего диода используется прямосмещенный биполярный транзистор в диодном включении, на рис. 4.10, *г* приведена схема умножения опорного напряжения. Схемы обеспечивают стабилизацию при колебаниях напряжения и изменении температуры.

В качестве цепей межкаскадной связи используются цепи с непосредственной (гальванической) связью, резисторно-емкостные и трансформаторные цепи (рис. 4.11). Непосредственная связь предпочтительна при интегральной технологии. Такие усилители просты, широкополосны, обеспечивают усиление постоянных и переменных напряжений. Непосредственная связь характерна для усилителей по-

стоянного тока (УПТ) (рис. 4.11, *а*), в которых отсутствуют элементы разделения постоянной составляющей покоя и переменной составляющей. В схеме усилителя выводы коллектора и базы транзисторов соседних каскадов соединены непосредственно. Смещение во втором и последующих каскадах достигается протеканием тока через R_e последующего каскада и R_c предыдущего каскада. Во входную цепь последовательно с источником входного сигнала включен источник входного компенсирующего напряжения $U_{\text{комп}}$ для компенсации тока через источник при $e_r = 0$. Значение этого напряжения должно быть равно требуемому напряжению режима покоя. Приведенная схема УПТ может быть использована только для сравнительно невысоких коэффициентов усиления, улучшение которых затруднено из-за дрейфа усилителя. Для получения больших коэффициентов усиления (сотни, тысячи) необходимо использовать специальные схемы дифференциальных усилительных каскадов.

Резисторно-емкостные межкаскадные цепи (рис. 4.11, *б*) используются в усилителях переменного тока, выполненных по дискретной технологии. На вход последующего каскада постоянная составляющая не попадает из-за разделительного конденсатора.

Трансформаторная связь в усилителях (рис. 4.11, *в*) позволяет разделить переменную и постоянную составляющие усиливаемого сигнала. Подбором коэффициента трансформации можно получить по переменному току сопротивление коллекторной цепи, обеспечивающее максимальную мощность сигнала и высокий КПД. Такие связи из-за сложности изготовления трансформатора не применяют в интегральной технологии. Трансформаторные цепи применяют в оконечных каскадах мощного усиления.

Дифференциальные усилители. Радикальным средством уменьшения дрейфа в УПТ является применение дифференциальных каскадов. Дифференциальный усилительный каскад выполняется по принципу сбалансированного моста. Два плеча этого моста образуются резисторами, а два других плеча — транзисторами. Выходное напряжение снимается с диагонали моста между коллекторами транзисторов. Схема дифференциальных усилительных каскадов (рис. 4.12) используется при построении каскадов, выпускаемых в виде отдельных микросхем, например К1УТ181, а также входных каскадов многих УПТ интегрального исполнения.

На транзисторах $VT1$, $VT2$ и резисторах R_{c1} , R_{c2} (рис. 4.12) собран дифференциальный мост, а на транзисторе $VT3$ построена схема источника стабильного тока $I_e = I_{e1} + I_{e2}$. Резисторы $R1$, $R2$, $R3$ служат для задания тока покоя транзистора $VT3$. Транзистор $VT4$ в диодном включении является элементом температурной компенсации. Благодаря этой схеме задается ток. Источник питания имеет выведенную

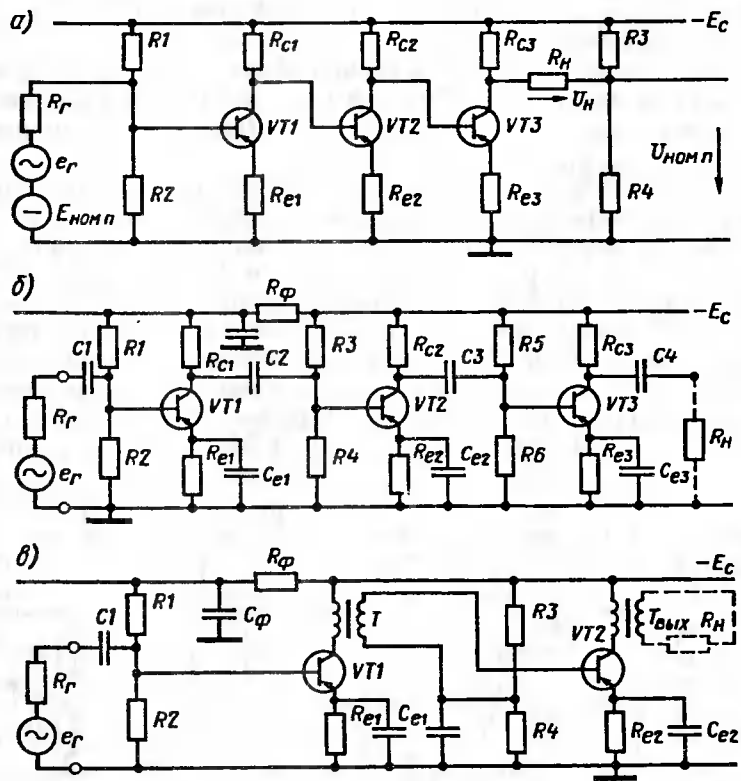


Рис. 4.11. Схемы многокаскадных усилителей с непосредственной, конденсаторной и трансформаторной связью

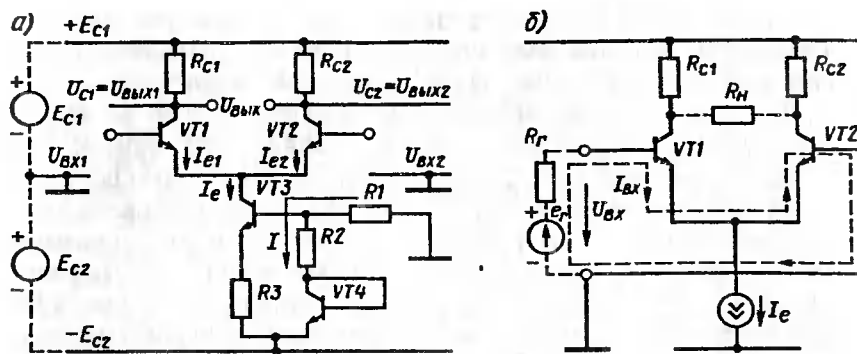


Рис. 4.12. Схема дифференциального усилительного каскада (а) и подачи дифференциального входного сигнала (б)

среднюю точку и включает две равных ЭДС E_{c1} и E_{c2} . Суммарное напряжение питания $E_c = E_{c1} + E_{c2}$. С помощью напряжения E_{c2} понижают потенциал эмиттеров $VT1$, $VT2$ относительно общей точки ("земли"), благодаря чему входные сигналы $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ подаются без введения дополнительных компенсирующих напряжений, что, например, требовалось в схеме (см. рис. 4.11, а).

При $U_{вх1} = U_{вх2} = 0$ (рис. 4.12, а) ток $I_e = \text{const}$ делится поровну между эмиттерными цепями $VT1$, $VT2$ ($I_{e1} = I_{e2} = I_e/2$) и поступает от общей точки источника питания через цепи "база—эмиттер" транзисторов $VT1$, $VT2$, коллекторную и эмиттерную цепи $VT3$ к минусовому зажиму источника E_{c2} . Токи коллекторов $VT1$, $VT2$ равны: $I_{c1} = I_{c2} = \alpha I_e/2 = I_e/2$. Напряжения U_{c1} и U_{c2} также равны: $U_{c1} = U_{c2} = E_{c1} - (I_e R_c/2)$. Напряжение на выходе каскада $U_{вых} = U_{c1} - U_{c2} = 0$. Данное состояние схемы характеризует режим баланса каскада или режим покоя. Режим баланса сохраняется при полной идентичности характеристик $VT1$, $VT2$ и равенстве R_{c1} и R_{c2} . На рис. 4.12, б показан вариант подачи на вход напряжения $U_{вх1} > 0$ и $U_{вх2} = 0$. Входной ток $I_{вх}$ увеличивает ток базы $VT1$ и уменьшает ток базы $VT2$.

При этом токи I_{e1} , I_{c1} возрастают, а токи I_{e2} , I_{c2} уменьшаются, ток $I_e = I_{e1} + I_{e2}$ остается неизменным. Изменение токов I_{c1} и I_{c2} вызывает приращение напряжений U_{c1} и U_{c2} : $\Delta U_{e1} = E_{c1} - R_{c1} I_e/2 - (E_{c1} - R_{c1} I_{e1}) = -(I_e/2 - I_{c1}) R_{c1}$, $\Delta U_{e2} = -(I_e/2 - I_{c2}) R_{c2}$. Так как при $U_{вх} = U_{вх1} > 0$, токи $I_{e1} > I_{e2}$ и $I_{c1} > I_{c2}$, $I_{e2} < I_e/2$, то приращения напряжений на коллекторах $VT1$, $VT2$ получаются различными по знаку: $-\Delta U_{c1}$ и $+\Delta U_{c2}$.

Таким образом, для рассматриваемого способа передачи входного сигнала $U_{вх}$ выход каскада со стороны коллектора $VT1$ ($U_{вых1}$) является инвертирующим, а со стороны коллектора $VT2$ ($U_{вых2}$) — неинвертирующим. Сигнал, снимаемый с обоих коллекторов, называется *дифференциальным*: $U_{вых} = U_{c2} - U_{c1} = \Delta U_{c2} + \Delta U_{c1} = 2\Delta U_c$.

При увеличении $U_{вх}$ может наступить режим полного вытеснения ток $I_{вх}$ тока эмиттера $VT2$. Тогда $I_{e2} = 0$, и ток I_e протекает только через цепь $VT1$.

Возможны другие варианты подключения входного сигнала, например на второй вход или одновременно на оба входа. Представляет интерес подключение на оба входа входных напряжений одинаковой полярности, т.е. синфазных сигналов. Дифференциальный каскад позволяет сравнивать с высокой степенью точности значения напряжений входных синфазных сигналов или решать задачу увеличения (усиления) их разности (отсюда и название "дифференциальный каскад").

Эмиттерные и истоковые повторители. Несмотря на преимущественное применение в усилительных каскадах схемы включения биполярных транзисторов ОЭ и для полевых транзисторов ОИ, в ряде случаев используются усилительные каскады по схеме ОК (рис. 4.13, а) и ОС (рис. 4.13, б). Эти схемы имеют на входе и выходе общий электрод транзистора — коллектор (сток), а выходное напряжение, снимаемое с эмиттера (истока), близко по своему значению входному напряжению. Поэтому они получили название эмиттерных (истоковых) повторителей. Основным положительным свойством схем является высокое входное и малое выходное сопротивление. Это свойство позволяет использовать такие схемы в качестве согласующих звеньев при работе от источника входного сигнала, обладающего высоким внутренним сопротивлением. Малое выходное сопротивление каскада ОК (ОС)

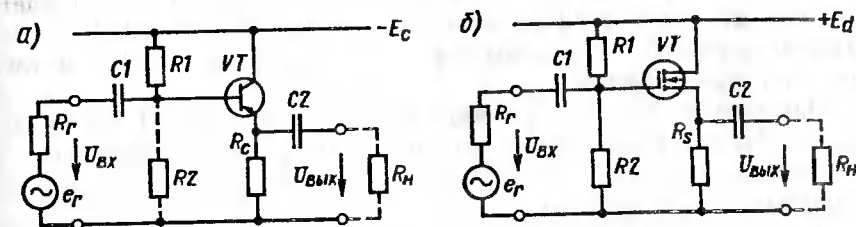


Рис. 4.13. Схемы усилительных каскадов

(примерно 10—50 Ом) позволяет использовать его для согласования выходной цепи усилителя с низкоомным сопротивлением нагрузки, в этом случае каскад ОК является выходным каскадом усилителя.

Фазоинверсный каскад. В схеме ОЭ (рис. 4.14) конденсатор C_e отключен и подключена вторая нагрузка $R_{н2}$ через разделительный конденсатор $C3$ к резистору R_e . Выходные сигналы $U_{вых1}$ и $U_{вых2}$ снимаются с коллектора и эмиттера транзистора. Сигнал $U_{вых1}$ находится в противофазе с входным сигналом, а сигнал $U_{вых2}$ совпадает с ним по фазе.

Двухтактные выходные усилительные каскады. Схема двухтактного усилителя мощности (рис. 4.15) выполнена на двух транзисторах $VT1, VT2$. Входная цепь образована трансформатором $T1$, а выходная — $T2$. У трансформатора $T1$ вторичная обмотка имеет выведенную среднюю точку, а трансформатор $T2$ имеет выведенную среднюю точку первичной обмотки.

Двухтактный каскад может работать в режиме класса B или AB . Режим класса AB задается резисторами $R1$ и $R2$. В режиме класса B начальное смещение не подается, и резистор $R1$ отсутствует.

При поступлении на вход каскада положительной полуволны сигнала на вторичных обмотках входного трансформатора $T1$ создается ЭДС, смещающая эмиттерный переход $VT1$ в прямом направлении, а $VT2$ — в обратном направлении. При этом напряжение источника E_c прикладывается к верхней части первичной обмотки трансформатора $T2$, и на выходе формируется положительная полуволна сигнала. Когда на вход поступает отрицательная полуволна, работает второй транзистор $VT2$, и на выходе формируется обратная полуволна. Процесс усиления осуществляется в два такта.

Применение двухтактного усилителя вместо однотактного позволяет в 1,5 раза увеличить КПД мощного каскада. Недостатком двухтактного усилителя, работающего в классе B , является заметное искажение формы выходного сигнала из-за нелинейности транзисторов в начальной части входной характеристики. Поэтому в случае высоких требований к сохранению формы выходного сигнала, предпочтительнее использование режима класса AB с некоторым начальным напряжением смещения и выходом на относительно линейный участок входной характеристики.

Двухтактные каскады усиления мощности выполняют также по схемам без трансформаторов, что определяется требованиями снижения массы, размеров и стоимостных показателей, а также перевода на микросхемную технологию.

Основной особенностью бестрансформаторных каскадов (рис. 4.16) является трудность использования транзисторов по току и

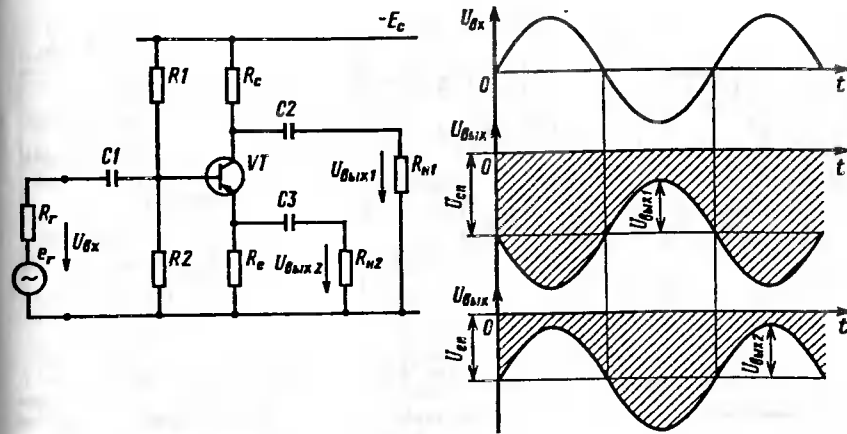


Рис. 4.14. Схема фазоинверсного каскада и временные диаграммы его работы

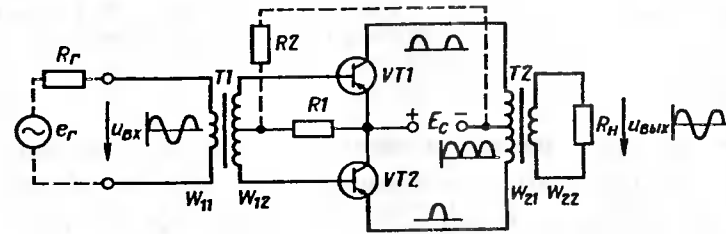


Рис. 4.15. Схема двухтактного усилителя мощности с трансформаторной связью

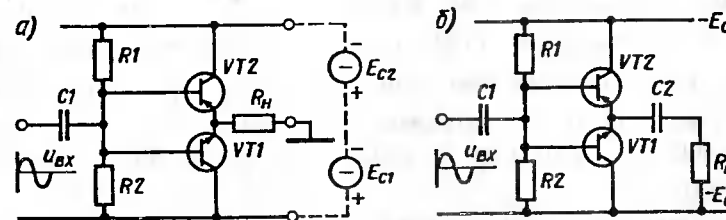


Рис. 4.16. Схема бестрансформаторных двухтактных усилителей мощности с питанием от двух источников (а) и от одного источника (б)

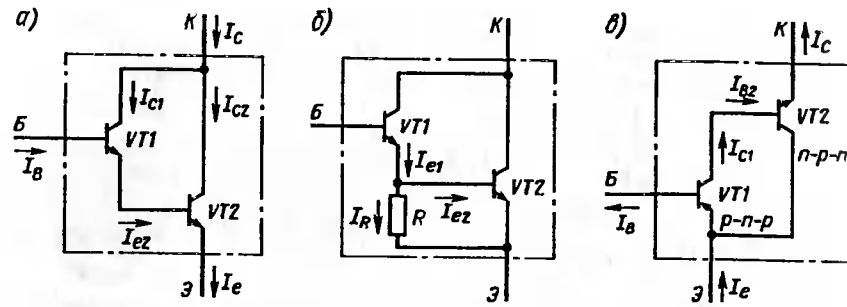


Рис. 4.17. Схемы составных транзисторов: а — простейшая пара Дарлингтона; б — с выравниванием тока; в — составной *p-n-p*-транзистор на комплементарной паре транзисторов *p-n-p* и *n-p-n*

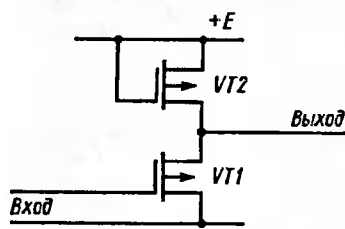


Рис. 4.18. Схема усилительного каскада на МДП-транзисторе с нагрузочным транзистором

напряжению при заданных мощности нагрузки P_n и сопротивлении R_n . Иногда приходится изменять напряжение источника питания. В трансформаторных схемах это согласование легко достигается изменением коэффициента трансформации трансформаторов.

Составные транзисторы. Для повышения коэффициента усиления в усилителях вместо обычных транзисторов могут использоваться составные транзисторы (рис. 4.17), что особенно широко применяется в интегральных технологиях. Составной транзистор представляет собой обычно такое соединение двух транзисторов, при котором их можно рассматривать как единое целое.

Коэффициент усиления в составных транзисторах достигает 1000—5000.

Нагрузочные транзисторы в усилителях. Для повышения экономичности усилителей вместо резисторов R_c в схемах с биполярным транзистором и R_d в схемах с МДП-транзистором часто в интегральных усилителях используются нагрузочные транзисторы (рис. 4.18).

Разновидности транзисторных ключей. Как указывалось выше, цифровые схемы выполняются на транзисторных ключах — аналогах металлических контактов. На основе простейших ключей строятся более сложные схемы: логические, бистабильные, триггерные и др.

Различают транзисторные ключи на биполярных и полевых транзисторах. В зависимости от способов решения задачи повышения быстродействия ключи на биполярных транзисторах делятся на простые, ключи с внешним источником обратного смещения эмиттерного перехода транзистора, с ускоряющим конденсатором в базовой цепи транзистора, с цепью нелинейной отрицательной обратной связи.

В импульсных и цифровых схемах находят применение транзисторные переключатели тока цепи с параллельным и последовательным соединением транзисторных ключей.

Ключи на МДП-транзисторах делятся на три разновидности: с резисторной нагрузкой, с динамической (транзисторной) нагрузкой и комплементарные ключи. Последние выполнены на комплементарных транзисторах, т. е. транзисторах с каналами противоположного типа проводимости.

Ключи на биполярных транзисторах. В схеме простейшего транзисторного ключа (рис. 4.19) входной сигнал должен быть двуполярным, чтобы обеспечивать снижение теплового тока коллектора в состоянии отсечки транзистора.

Амплитуда изменения напряжения на нагрузке $U_{max} = U_1 - U_2$. Коэффициент использования питающего напряжения $k_{\eta} = U_{max} / E_c$ для идеального ключа равен 1. Для ключа на биполярном транзисторе он близок к единице, так как ΔU_{ce} насыщенного транзистора менее 1 В.

Задание условий обеспечения состояний транзистора, оцениваемых точками 1 и 2, является главной задачей обеспечения ключевого режима. Условие перевода транзистора в состояние отсечки $U_{ce} \geq 0$.

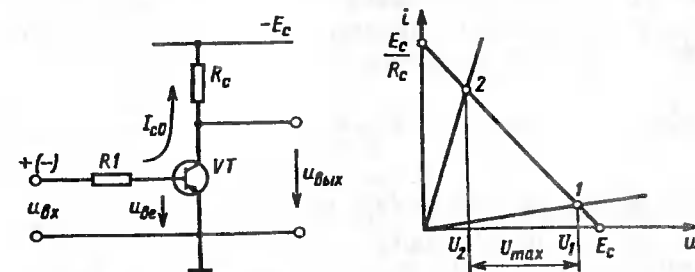


Рис. 4.19. Схема и нагрузочная характеристика простейшего транзистора

Для получения минимально возможного тока коллектора I_{c0} требуется создать положительное напряжение на базе транзистора. Уравнение цепи базы (см. рис. 4.19, а)

$$U_{вх} = E_1 = I_{c0}R_1 + U_{be}. \quad (4.11)$$

Отсюда $U_{be} = E_1 - I_{c0}R_1$. Условие $U_{be} \geq 0$ равносильно условиям $E_1 - I_{c0}R_1 \geq 0$ или $R_1 \leq E_1/I_{c0}$. Это условие должно выполняться во всем диапазоне температур. При этом токи и напряжения транзистора находятся по соотношениям:

$$I_e = -I_{c0}; U_{be} = E_1 - I_{c0}R_1, \quad (4.12)$$

$$I_c = I_{c0}; U_{ce} = -E_c + I_{c0}R_c. \quad (4.13)$$

Так как I_{c0} мал, особенно для кремниевых транзисторов, то обычно принимается $U_{be} = +E_1$; $U_{ce} = -E_c$

Когда на вход действует сигнал отрицательной полярности, то предполагается, что транзистор насыщен, и для его входной и выходной цепей могут быть использованы простейшие схемы замещения: точки базы, эмиттера и коллектора соединены в одну потенциальную точку. Тогда для входной цепи $I_b = E_1/R_1$, для выходной цепи ток коллектора насыщения $I_{сн} = E_c/R_c$. Условие насыщения транзистора $I_{сн} \leq \beta I_b$, где β — коэффициент усиления транзистора в схеме с общим эмиттером. Подставляя в это условие найденные значения I_b и $I_{сн}$, получаем $E_c/R_c \leq \beta \frac{E_1}{R_1}$, откуда

$$R_1 \leq \beta \frac{E_1}{E_c} R_c, \quad (4.14)$$

где E_1 — амплитуда отрицательной полуволны входного сигнала.

При условии (4.14) транзистор будет насыщен, но будет находиться на границе насыщенного режима. Обычно принимается некоторый запас по степени насыщения транзистора S . С учетом этого выражение (4.14) записывается в виде

$$R_1 = \frac{\beta}{S} \frac{E_1}{E_c} R_c. \quad (4.15)$$

Обычно принимают $S = 1,5+3,0$. Чрезмерное увеличение значения S снижает быстродействие ключа.

Рассмотренная простейшая схема транзисторного ключа имеет ряд существенных недостатков: необходимость применения биполярного сигнала для управления, что затрудняет сопряжение однотипных ключей (так как выходной сигнал однополярный), увеличение времени

рассасывания и, вследствие этого, низкое быстродействие; зависимость времени фронта и среза выходных импульсов от степени насыщения. Эти недостатки устранены в усовершенствованных схемах транзисторных ключей (рис. 4.20).

Условие надежного запираания транзистора в ключевом каскаде с внешним источником смещения (рис. 4.20, а).

$$R_{см} \leq \frac{E_{см}}{I_{с0м}}, \quad (4.16)$$

где $E_{см}$ — ЭДС внешнего источника смещения; $I_{с0м}$ — коллекторный ток в состоянии отсечки в наихудших температурных условиях.

При выполнении условия (4.16) каскад характеризуется следующими параметрами:

$$I_b = -I_{c0}; U_{be} = E_{см} \frac{R_{см}}{R_{см} + R_1}; I_c = I_{c0}; U_{ce} = -E_c + I_{c0}R_c \approx -E_c.$$

Надежное насыщение транзистора происходит при условии

$$I_b \geq \frac{E_1}{R_1} - \frac{E_{см}}{R_{см}}. \quad (4.17)$$

При этом условии определяется сопротивление резистора связи:

$$R_1 \leq \frac{\beta R_c}{E_c/E_1 + \beta R_c/R_{см} E_{см}/E_1}. \quad (4.18)$$

Включение ускоряющего конденсатора C_y (рис. 4.20, б) способствует формированию в начальной стадии насыщения транзистора пикового значения тока базы, ограниченного лишь частью входного сопротивления R_1 : $I_{bmax} \approx E_1/R_1$. Затем по мере заряда C_y ток базы

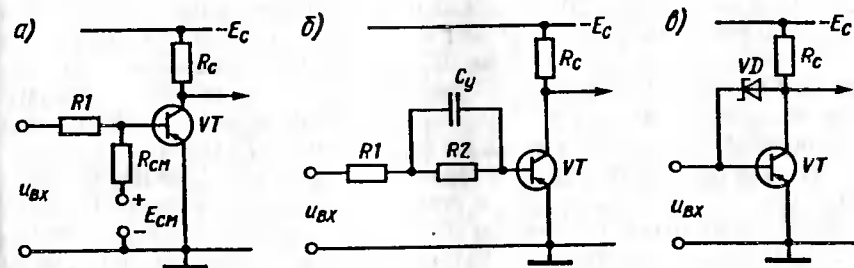


Рис. 4.20. Усовершенствованные схемы транзисторного ключа

снижается до значения $I_b = E_1/(R1+R2)$. Форсирование тока I_b способствует уменьшению времени переключения транзистора в насыщенное состояние.

Емкость ускоряющего конденсатора

$$C_y \leq \frac{t_{н}}{3R2}, \quad (4.19)$$

где $t_{н}$ — длительность насыщенного состояния транзистора.

Принцип ускорения с использованием конденсатора C_y может применяться при совместном включении конденсатора с внешним источником смещения.

Для сокращения времени переключения транзистора в состояние отсечки применяется схема транзисторного ключа с отрицательной обратной связью, например (рис. 4.20, в). Возможны другие схемы. Данная схема чаще используется в интегральных схемах ключевых каскадов. Параллельно коллекторному переходу транзистора подключается диод Шоттки. Диод Шоттки, как было показано выше, обладает малым прямым импульсным напряжением, и в нем отсутствует накопление зарядов. В такой схеме, когда транзистор находится в отсечке или активном режиме, потенциал коллектора отрицателен относительно базы. Следовательно, диод смещен в обратном направлении и не влияет на работу ключа. Когда же в процессе формирования фронта потенциал коллектора относительно базы проходит через нуль в положительную область, диод отпирается и на нем устанавливается прямое напряжение примерно 0,5 В, то коллекторный переход заперт, так как смещен не в прямом, а в обратном направлении. Это значит, что исключается режим инжекции зарядов из области коллектора в базу, и отсутствует накопление зарядов, свойственное режиму насыщения. Соответственно при запирании ключа отсутствуют этап рассеивания заряда и задержка формирования импульса. Такая схема получила название транзистора с барьером Шоттки.

В ряде случаев требуется не простая коммутация тока в нагрузке, а переключение тока из одной электрической цепи в другую. В этих случаях применяются транзисторные переключатели тока (рис. 4.21).

Ток I_0 источника тока должен переключаться в нагрузку R_{c1} или R_{c2} . Выходное напряжение может сниматься с любого из коллекторов $VT1$ или $VT2$. Эти напряжения противофазны. Можно включать нагрузку между коллекторами — дифференциальное включение нагрузки. В качестве источника тока может использоваться специальный токостабилизирующий каскад на транзисторе $VT3$ (см. рис. 4.21, в).

Ключи на полевых транзисторах. Ключи на МДП(МОП)-транзисторах, как и на биполярных, в статическом режиме характеризуются остаточным током (в запертом состоянии) и остаточным напряжением (в открытом состоянии). Существуют следующие разновидности МОП-транзисторных ключей: с резисторной нагрузкой (рис. 4.22, а), с динамической (транзисторной) нагрузкой (рис. 4.22, б) и комплементарный (КМОП) (рис. 4.22, в).

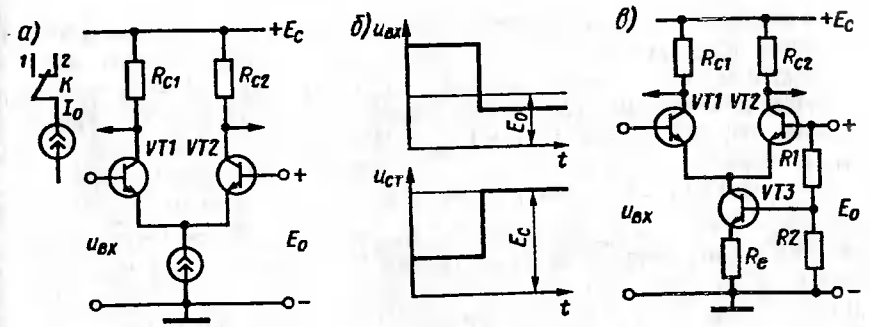


Рис. 4.21. Схема переключателя тока (а), временные диаграммы напряжений (б) и схема переключателя тока с транзисторным источником тока (в)

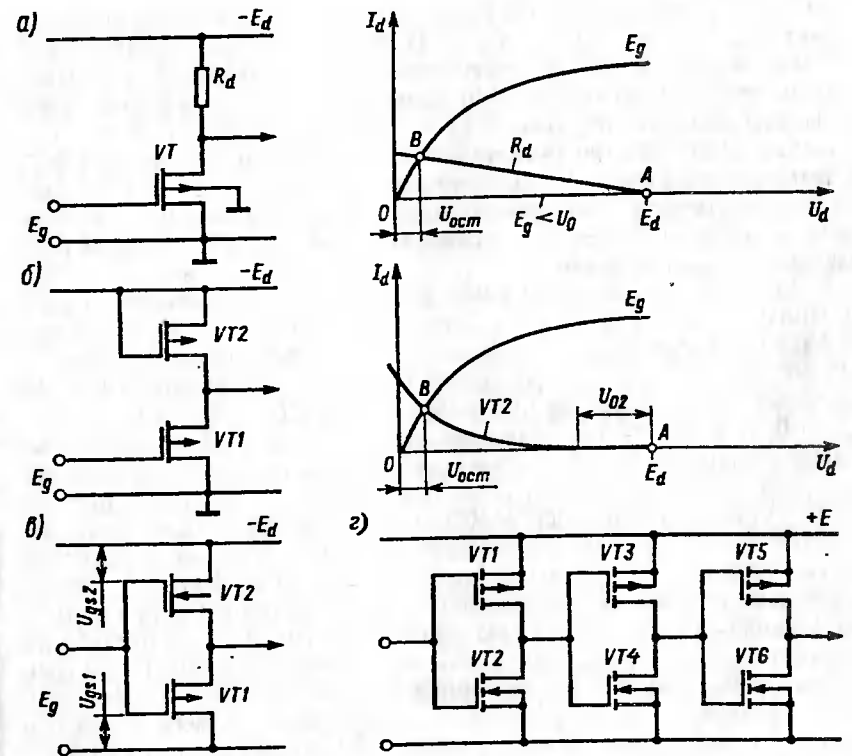


Рис. 4.22. Схемы ключей на МОП-транзисторах и графики изменения их токов

На вольт-амперной характеристике (см. рис. 4.22, а) разомкнутому состоянию ключа соответствует точка А. Остаточный ток определяется обратным током $p-n$ -перехода и не превышает 10^{-9} А. Поэтому падением напряжения $I_d R_d$ можно пренебречь и считать, что максимальное напряжение на ключе $U_{\max} = E_d$. Для отпирания ключа на затвор подается напряжение $E_g < U_{\text{пор}}$. Это напряжение должно быть достаточным, чтобы рабочая точка В соответствовала возможно меньшему остаточному напряжению $U_{\text{ост}} \approx 0,3$ В, что является достаточно большим значением. Напряжение $U_{\text{ост}}$ может быть уменьшено благодаря увеличению сопротивления резистора R_d или повышению крутизны выходной характеристики. Это в интегральных схемах сопряжено с увеличением активной площади схемы и поэтому не применяется. Улучшение показателей МДП-ключей достигается использованием в качестве нагрузочного элемента для активного транзистора $VT1$ (см. рис. 4.22, б) второго транзистора $VT2$, называемого нагрузочным.

Нагрузочная характеристика такого ключа определяется выходной характеристикой транзистора $VT2$. Положение точки А задается пересечением обратных характеристик стоковых $p-n$ -переходов активного и нагрузочного транзисторов. В замкнутом состоянии ключа, когда на затвор подано напряжение $E_g < U_{\text{пор}}$, рабочая точка В лежит на квазилинейном участке характеристики активного транзистора $VT1$. Остаточное напряжение обычно мало (примерно 0,05—0,1 В), если активный и нагрузочный транзисторы отличаются по крутизне характеристик в 50—100 раз, т. е. транзисторы $VT1$ и $VT2$ должны быть существенно различными.

Комплементарный МДП-ключ (см. рис. 4.22, в) состоит из p -канального транзистора $VT1$ и n -канального транзистора $VT2$. Затворы $VT1$ и $VT2$ объединены. Если $E_g = 0$, то $U_{gs2} = +E_d$. Значит транзистор $VT2$ открыт, а $VT1$ заперт. Ток в цепи стока определяется током запертого транзистора, он очень мал. Если же $E_g = E_d$, то $U_{gs1} = E_c$ и $U_{gs2} = 0$. В этом случае n -канальный транзистор $VT2$ заперт, а p -канальный транзистор $VT1$ открыт. При этом ток в общей цепи по-прежнему остается малым, хотя транзисторы поменялись ролями. Таким образом, важнейшей особенностью комплементарных ключей является то, что они не потребляют мощности в обоих состояниях. Соответственно эти состояния можно называть закрытым и открытым только условно по отношению к одному из транзисторов (например, p -канальному). У таких ключей очень незначительное остаточное напряжение, что является еще одним важнейшим преимуществом комплементарных КМОП-транзисторных ключей, которые находят широкое применение в современных интегральных схемах. Сложный ключ на полевых транзисторах с индуцированным каналом в варианте положительной логики (рис. 4.22, г) содержит три элементарных ключа, включенных последовательно, что существенно улучшает переключательные характеристики (уменьшение фронта и среза импульсов).

Общие сведения. Микроэлектроника — область электроники, охватывающая проблемы исследования, конструирования, изготовления и применения микроэлектронных изделий. Основным видом микроэлектронных изделий являются интегральные микросхемы.

Интегральной микросхемой (ИМС) называется микроэлектронное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования и обработки сигналов и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов (или элементов и компонентов) и кристаллов, которое, исходя из требований к испытаниям, приемке и поставке, рассматривается как единое целое. Вместо термина "интегральная микросхема" иногда используются термины "интегральная схема" (ИС) или просто "микросхема". Интегральная микросхема содержит элементы и компоненты. В одном монокристалле полупроводникового материала может быть в едином технологическом цикле реализовано до нескольких сотен тысяч элементов.

Элементом ИМС называется ее часть, реализующая функцию простого электрорадиоэлемента (например, транзистора, диода, резистора, конденсатора). Элемент ИМС не может быть отделен от кристалла (или подложки), он выполнен нераздельно от него, поэтому его нельзя испытать, упаковать и эксплуатировать как самостоятельное изделие.

Компонентом ИМС также называется ее часть, реализующая функцию электрорадиоэлемента. Но данная часть перед монтажом ИМС изготавливается как самостоятельное изделие в специальной упаковке (комплектующее изделие). Компонент в принципе может быть отделен от ИМС.

Аппаратуру, в которой используются в основном изделия микроэлектроники, называют *микроэлектронной*. Микроэлектронная аппаратура обладает повышенной надежностью, уменьшенными в 100 раз и более размерами и массой, малым электропотреблением. Повышение надежности достигается благодаря использованию специальной технологии на основе особо чистых материалов, прочности и герметичности покрытий внутренних соединений, компактности и механической прочности узлов.

В основе микроэлектроники заложена ее главная идея — интеграция компонентов, групповой метод и планарная технология. Групповой метод (рис. 4.23) состоит в том, что на одной пластине кремния диаметром примерно 70 мм размещается до 5000 электронных схем, каждая из которых содержит от 10 до 20 000 и более областей, эквивалентных электронным приборам.

Идея интеграции состоит в том, что на исходной пластине вместо отдельных транзисторов, диодов и т. д. одновременно и в едином технологическом цикле изготавливают множество комплектов, а затем разрезают на отдельные ИМС. Каждый из комплектов содер-

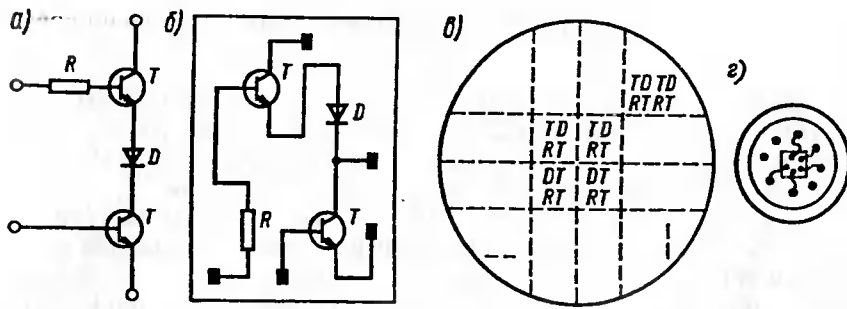


Рис. 4.23. Схемы группового метода изготовления ИМС: а — исходная функциональная схема; б — схема соединения элементов внутри микросхемы; в — полупроводниковая пластина, содержащая в заданной последовательности элементы ИМС; г — ИМС в корпусе

жит все элементы, необходимые для построения функционального узла. На рис. 4.23 это два транзистора, диод и резистор. Эти элементы соединяются между собой не проволочными проводниками и пайкой, а короткими металлизированными полосками, напыленными на поверхность. Таким образом, каждый комплект представляет готовую ИМС, которая помещается в корпус. Металлизированные площадки выводов ИМС тончайшей золоченой проволокой соединяются с выводами корпуса (см. рис. 4.23, г).

Полупроводниковые ИМС (рис. 4.24) производятся методом локального воздействия на микроучастки полупроводникового кристалла (твёрдого тела) для придания им свойств, соответствующих функциям микроэлементов, и образованию их соединений. Они могут быть выполнены на основе биполярных транзисторов (как правило $n-p-n$ -типа), полевых МОП, КМОП-транзисторов. Так как кремний является полупроводником, то для изоляции элементов друг от друга при-

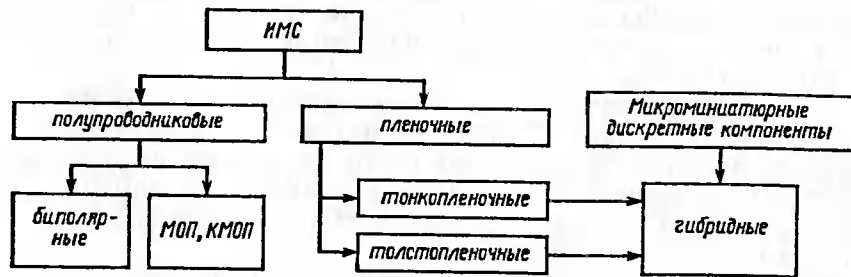


Рис. 4.24. Структурная схема классификации ИМС

нимают специальные меры. Термин кристалл в полупроводниковых ИМС не удачен, так как совпадает с физическим понятием кристалла. В зарубежной литературе используется специальный термин — ЧИП.

Пленочные ИМС производятся методом послойного нанесения тонких пленок различных материалов на общее основание (подложку) с одновременным формированием в них микроэлементов и их соединений. В пленочных ИМС отсутствуют активные элементы (транзисторы, диоды). Вариантами технического исполнения пленочных ИМС являются тонкопленочные с толщиной пленок до 1 мкм и толстопленочные с большей толщиной. Это различие определяется технологией изготовления: первые производятся с помощью термовакуумного осаждения и катодного распыления, вторые — методом сеткографии с последующим выжиганием.

Полупроводниковые и пленочные ИМС являются не конкурирующими, а дополняющими друг друга. Их комбинирование привело к разработке схем нового типа — гибридных ИМС, в которых используются микроминиатюрные дискретные активные компоненты и пленочные элементы и компоненты. В составе гибридных ИМС имеются и сложные компоненты, например кристаллы полупроводниковых ИМС. Частным случаем гибридной ИМС является многокристалльная ИМС, представляющая собой совокупность нескольких бескорпусных ИМС.

Основной тенденцией развития ИМС является увеличение числа элементов в одном кристалле, т. е. повышение их функциональной сложности. Функциональную сложность ИМС принято характеризовать степенью интеграции.

Степень интеграции — это показатель, отражающий количество элементов и компонентов в ИМС: $k = \lg N$, где N — число элементов и компонентов, входящих в ИМС. В соответствии с этой формулой различают первую степень интеграции ($k = 1, N = 10$), вторую ($k = 2, N = 11+100$), третью ($k = 3, N = 101+1000$), четвертую ($k = 4, N = 1001+10000$) и пятую ($k = 5, N = 10001+100000$). Используют также простые ИМС ($k \leq 1$), средние ($k < 2$), большие ($2 < k \leq 4$, БИС); сверхбольшие ИМС ($k > 4$, СБИС).

Кроме степени интеграции используют показатель плотности упаковки элементов — количество элементов (чаще всего транзисторов) на единицу площади кристалла. Этот показатель характеризует уровень технологии. Он составляет 500 + 1000 элементов на 1 мм² и более.

Простейшие полупроводниковые ИМС американские фирмы начали выпускать в 1961—1963 гг. Отечественные ИМС появились в 1960—1961 гг. Можно выделить пять этапов развития микроэлектроники: от степени интеграции $k = 2$ до степени интеграции $k = 5$ и широкого использования микропроцессоров и микроЭВМ, разработанных на базе БИС и СБИС. Следующим этапом развития микроэлектроники, по-видимому, будет функциональная электроника, осно-

ванная на использовании объемных эффектов в твердом теле. Примерами таких приборов являются кварцевые резонаторы, диоды Ганна и другие. К этому направлению относится оптоэлектроника, магнитоэлектроника, акустоэлектроника, хемотроника, криоэлектроника, диэлектрическая электроника, биоэлектроника, квантовая микроэлектроника.

Разработка малогабаритной (микроминиатюрной) электронной аппаратуры предусматривает комплексную миниатюризацию всех ее элементов, т. е. применение в аппаратуре кроме ИМС малогабаритных деталей, соединительных элементов, источников питания и других компонентов. В связи с этим все микроэлектронные изделия подразделяют на три группы:

интегральные микросхемы, микроЭВМ и микропроцессоры; функциональные приборы и микросхемы (оптоэлектронные, ионные, тепловые, акустические и т. д.), использующие различные свойства веществ (оптические явления, электролиз, эффект Холла, эффект Ганна и др.);

микрокомпоненты для монтажа и сборки микросхем в блоки или устройства (многослойные печатные платы, гибкие кабели, микроразъемы, микропереключатели, кнопки, индикаторы, элементы конструкций).

Элементы интегральных микросхем. Особенности элементов ИМС являются: наличие электрической связи с кристаллом; изготовление в едином технологическом цикле; применение новых, не применяемых в дискретной схемотехнике, элементов (многоэмиттерный и многоколлекторный транзисторы, транзисторы с барьером Шоттки, "супербета" транзисторы, составные транзисторы и др.).

Изготовление полупроводниковой ИМС включает в себя подготовку исходного материала, эпитаксиальное наращивание, окисление, литографию, легирование примесями, металлизацию и сборочные операции. Применяется монокристаллический кремний. Иногда на пластину обработанного кремния эпитаксией в реакторе наращивают слой упорядоченной кристаллической структуры. Слой двуокиси кремния SiO_2 толщиной 0,5—2 мкм получают окислением кремния в кислороде или парах воды. Слой позволяет формировать на поверхности кремния маски для легирования примесями. Фотолитография (маскирование) — это формирование защитных масок на поверхности полупроводника. От точности и размеров рисунка окон зависят возможные размеры ИМС. Разрешающая способность фотолитографии до 1200 линий на 1 мм, диаметр окна в маске 3 мкм. Дальнейшее увеличение разрешающей способности для изготовления БИС и СБИС (размерами элементов до 0,5—2 мкм) достигается средствами рентгено- и электронной литографии.

Легирование примесями осуществляется диффузией в специальных установках. Примеси через окна в маске проникают в кремний до десятков микрон. Может применяться многократная (до 4-х раз) диффузия после очередного окисления и маскирования для получения многослойных структур. Используется также ионное легирование-бомбардировка поверхности кремния пучком ионов примеси. Металлизация представляет собой процесс формирования соединений между элементами ИМС и контактными площадками для присоединения внешних выводов. Используется как правило алюминий.

После автоматизированного тестового испытания выполняют сборочные операции: разрезание пластины на кристаллы (ЧИПы), монтаж кристаллов в корпус.

В ИМС на биполярных транзисторах используются структуры с изоляцией $p-n$ -переходом (рис. 4.25, $a-z$), двуокисью кремния и использованием V -каналов ($d-z$) и воздушными промежутками с помощью подложки из сапфира (рис. 4.25, $u-m$).

В биполярных ИМС применяются транзисторные структуры. В качестве диодов используют $p-n$ -переходы базовых транзисторных структур. Применяются пять вариантов диодного включения транзисторов. Оптимальное сочетание параметров дают соединения БК-Э и Б-Э. Пассивные элементы (резисторы, конденсаторы) получают в едином технологическом цикле с транзисторами. Различают диффузионные резисторы на основе эмиттерной или базовой областей $n-p$ -транзисторов, сопротивление которых достигает 50 кОм; пленочные резисторы, получаемые напылением тонкой пленки никрома или тантала на изолированную поверхность кристалла.

Конденсаторы ИМС получают на основе использования барьерной емкости $p-n$ -переходов. Конденсаторы на структуре эмиттерного перехода имеют наибольшую емкость до 1200 пФ. Индуктивные элементы биполярных ИМС трудны и в реализации не используются.

Интегральные микросхемы на основе МОП-структур имеют существенные преимущества по сравнению с биполярными: универсальность базового МОП-элемента (выполняет функции транзистора, резистора, конденсатора), однородность элементов (значительное упрощение производства), экономичность (число технологических операций снижается на 30 %), высокая степень интеграции, резкое уменьшение паразитных связей в кристалле, повышенная помехоустойчивость. Недостатком их является меньшее быстродействие.

Логический базис, серии и обозначение ИМС. Способ соединения транзисторов между собой в пределах одного элемента определяет их логический базис или логику. Из логических ИМС на биполярных транзисторах наибольшее распространение имеют транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ) в нескольких модификациях, эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ), или, как ее еще называют, логика на переключателях тока (ПТТЛ), и реже диодно-транзисторная логика

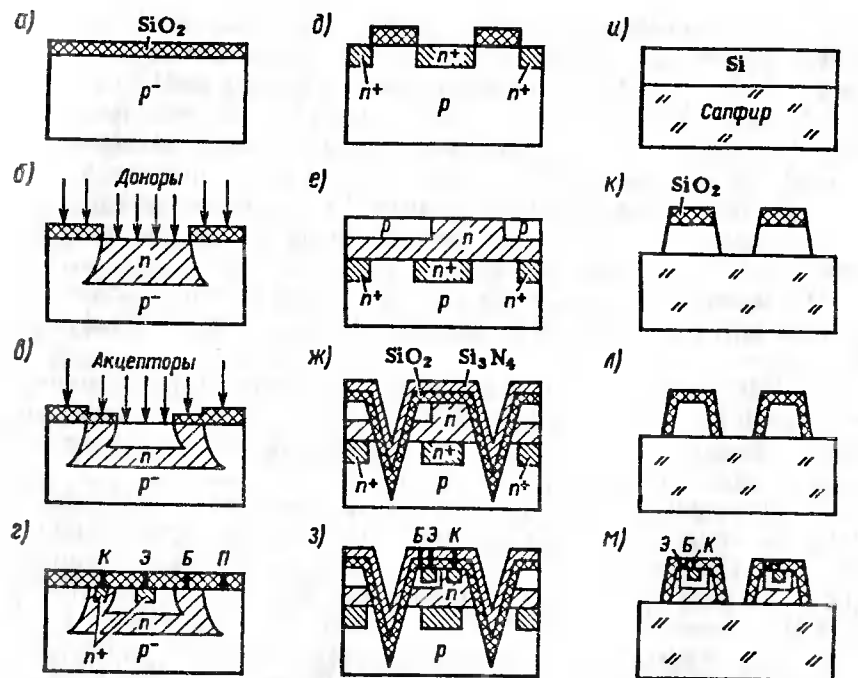


Рис. 4.25. Схемы формирования $n-p-n$ -транзисторов ИМС:
 а — схема окисления; б, в — схема диффузии; г — результирующая $n-p-n$ -структура и металлизация;
 д — схема формирования n -слоя коллектора; е — схема эпитаксии и формирования p -областей;
 ж — схема травления V -каналов и окисления; з — результирующая структура; и — схема эпитаксии
 кремния на сапфир (КНС); к — схема травления кремния; л — схема окисления; м — результирующая структура

(ДТЛ). Новым направлением является инжекционно-интегральная логика (ИИЛ или И²Л) с высокой степенью интеграции и малым потреблением энергии.

Микросхемы на основе полевых транзисторов находят все более широкое применение. Они строятся на современном включении пары транзисторов с каналами разных видов проводимости — комплементарные структуры (КМОП-структуры).

Для удобства разработчиков аппаратуры и по технологическим причинам ИМС выпускаются сериями. *Серией* называют совокупность микросхем различного функционального назначения, которые имеют согласованные электрические и временные параметры для совместного применения.

Микросхемы одной серии изготавливают по единой технологии, они имеют сходное конструктивное исполнение. В состав современных развитых серий входят десятки типов ИМС: от логических элементов до функционально законченных узлов (счетчиков, регистров, сумматоров, запоминающих устройств, АЛУ, микропроцессоров и других) [9]. Серии ИМС обозначают трехзначной или четырехзначной цифрой, например 1102, 133, 155, 140, 580 и т. д. Насчитывается несколько десятков цифровых и несколько десятков аналоговых серий ИМС.

В сериях подгруппы ИМС по функциональному назначению имеют следующие обозначения: генераторы сигналов — Г, коммутаторы и ключи — К, логические элементы — Л, триггеры — Т, усилители — У, схемы цифровых устройств — И, вычислительных средств — В, схемы запоминающих устройств — Р, фильтры — Ф, схемы источников вторичного питания — Е, преобразователь сигналов — П и др. Виды ИМС внутри подгрупп также обозначаются буквами, например триггеры универсальные (ЖК) — В, с отдельными входами (RS) — Р, с задержкой (D) — М, счетные (Т) — Т, Шмитта — Л и т. д.

В принятой системе условное буквенно-цифровое обозначение ИМС содержит четыре элемента (рис. 4.26): первый — цифра (группа ИМС), второй — три от 000 до 999 или две от 00 до 99 (порядковый номер серии), третий — две буквы (для обозначения подгруппы и вида ИМС), четвертый условный номер ИМС по функциональному признаку в данной серии. На рис. 4.26 дана расшифровка обозначения К155ТВ1: 1 — полупроводниковая ИМС широкого применения (К), 55 — порядковый номер серии, Т — триггер; В — универсальный (ЖК), 1 — порядковый номер в серии по функциональному признаку; полное обозначение серии К155. В некоторых сериях перед условным обозначением указываются различные буквы (условия приемки): К — широкого применения, Б — бескорпусные и др.

Наиболее популярными являются микросхемы следующих серий: среди ТТЛ-КР1533 КР1531, К531, К555, К155; среди КМОП-К176 К561, 561, КР1561, 1564.

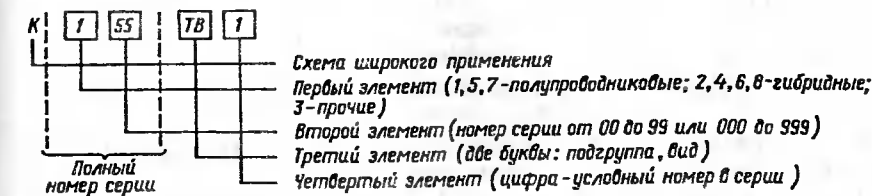


Рис. 4.26. Структурная схема условного буквенно-цифрового обозначения ИМС

Корпуса микросхем. Корпус должен защищать микросхему от внешних воздействий, в том числе от влияния света и других внешних излучений, химического воздействия. Среди многообразия конструкций корпусов наиболее распространен плоский металлокерамический или керамический корпус и пластмассовый корпус. Часто применяется круглый корпус.

Корпуса микросхем отечественного производства делятся на пять типов (табл. 4.2).

Шифр типоразмера корпуса состоит из обозначения типа корпуса и двухзначного числа (от 00 до 99), обозначающего номер типоразмера, далее через точку — число выводов и через дефис — номер модификации. Например, корпус 201.14-2 — прямоугольный корпус типа 2, типоразмера 01 с числом выводов 14, модификация вторая.

Размеры корпусов: плоских — 9,8 × 6,5 мм высота 2 мм на 14 выводов; круглых — диаметр 9,6 мм, высота 4,6 мм на 8, 10 или 12 выводов: пластмассовых — 19,5 × 6,5 мм, высота 5 мм на 14 выводов. Возможны и другие размеры.

Параметры микросхем. Микросхемы оценивают по быстродействию, напряжению питания, потребляемой мощности, коэффициенту разветвления по выходу, коэффициенту объединения по входу, помехоустойчивости, энергии переключения, надежности, стойкости к климатическим и механическим воздействиям.

Быстродействие — один из важнейших параметров — характеризуется максимальной частотой смены состояний; оценивается средним временем задержки распространения сигнала $t_{здпр}$ (от 3 до 33 нс — для ТТЛ, до 600 нс — для КМОП), максимальной частотой переключения (до 6 ГГц) и др.

Коэффициент разветвления по выходу $K_{раз}$ характеризует нагрузочную способность ИМС и определяет максимальное число входов элементов данной серии, которым можно нагрузить выход данной схемы без нарушения ее нормального функционирования.

Таблица 4.2

Тип корпуса	Форма проекции	Расположение выводов на плоскости основания	Расположение выводов относительно плоскости основания
1	Прямоугольная	В пределах проекции тела корпуса	Перпендикулярное
2	"	За пределами проекции тела корпуса	"
3	Круглая	В пределах проекции тела корпуса по окружности	"
4	Прямоугольная	За пределами проекции тела корпуса	Параллельное
5	"	В пределах проекции корпуса	Перпендикулярное

Коэффициент объединения по входу $K_{об}$ определяет число логических входов, которые имеет ИМС. Это обычно число равноценных входов по И либо ИЛИ (в логических элементах может быть 2, 3, 4 и 8). Для увеличения входов применяют специальные схемы — расширители (экспандеры).

Помехоустойчивость определяет допустимое напряжение помех на входах микросхемы. Различают статическую и динамическую помехоустойчивость. Первая связана с длительностями более продолжительности переходных процессов, вторая — с кратковременными помехами. Статическая помехоустойчивость является основным показателем защищенности ИМС от помех и указывается в справочниках с оценкой $U_{пом}^0 = |U_{вых\ max}^0 - U_{вх\ max}^0|$, где $U_{вых\ max}^0$, $U_{вх\ max}^0$ — соответственно максимальные допустимые значения низкого уровня на выходе нагруженной и входе нагружающей ИМС: $U_{пом}^1 = |U_{вых\ min}^1 - U_{вх\ min}^1|$, где $U_{вых\ min}^1$, $U_{вх\ min}^1$ — соответственно минимальные допустимые напряжения высокого уровня на выходе нагруженной и входе нагружающей микросхем.

Энергия переключения $A = P_{пог} t_{здпр}$ составляет 0,1—500 пДж и характеризует качество разработки микросхем.

Надежность характеризуется интенсивностью отказов $\lambda = n/(Nt)$ (где n — число отказов при испытаниях N изделий в течение времени испытаний t), наработкой на отказ T и вероятностью безотказной работы $P(t) = e^{-\lambda t}$ в течение заданного времени t . Для современных ИМС $\lambda = 10^{-8} + 10^{-9} \text{ ч}^{-1}$, $P(t) = 0,998$ при $t = 15\ 000 \text{ ч}$.

Интегральные микросхемы имеют высокую стойкость к механическим и климатическим воздействиям: при вибрациях, ударах, центробежных силах могут работать в неблагоприятных условиях при повышенной влажности (до 98 % при 25°) и в большом температурном диапазоне (от минус 10 до плюс 70 °С для обычных и от минус 60 до плюс 125 °С для специальных).

Примером ДТЛ может служить высокопороговая серия К511. Ее базовый элемент 4И-НЕ имеет в качестве смещающего узла стабилизатор с пороговым напряжением 6,9 В, поэтому серия имеет высокий порог отпираания 7 В, но обладает невысоким быстродействием. Нагрузочная способность значительная ($k_{нагр} = 20$). Номинальное напряжение питания $U_{п} = 15 \text{ В}$, $t_{зд}^{1,0} \leq 150 \text{ нс}$, $t_{зд}^{0,1} \leq 300 \text{ нс}$, энергия переключения 56 нДж, $U_{пор}^0 = 6 \text{ В}$, $U_{пор}^1 = 8 \text{ В}$, $U_{вых\ max}^0 = 1,5 \text{ В}$, $U_{вых\ min}^1 = 13,5 \text{ В}$, помехоустойчивость не хуже 5 В. В состав серии К511 входят логические элементы, JK-триггер, универсальный двоично-десятичный счетчик, дешифратор двоично-десятичного кода в десятичный для подключения к газоразрядным индикаторам, а также преобразователи уровней для возможности согласования ИМС других серий. Для ТТЛ наиболее распространенными сериями являются универсальные (стандартные) серии 155 (К155, КМ155), 133 (К133). Серии 133 и 155 отличаются

в основном корпусами (круглый и прямоугольный) и также стойкостью к климатическим и механическим воздействиям. При этом микросхемы серии 155 являются изделиями массового применения. В ней имеются свыше 100 типонаименований микросхем.

Базовый элемент 4И-НЕ 133-й и 155-й серии выполнен на входном четырехэмиттерном транзисторе. Напряжение питания серий $U_n = 5$ В. Энергия потребления чрезмерно высока ($A = 90$ пДж), а помехоустойчивость 0,4 В. Несмотря на это серии, разработанные до 1970 года, благодаря широкой номенклатуре и низкой себестоимости активно применяются до сих пор. В начале 1970-х годов эти серии подвергались модернизации на основе использования эффекта Шоттки (ТТЛШ), благодаря чему повысилось быстродействие ($t_{зд}^{1,0} \leq 3$ нс), получено малое потребление 2 мВт на логический элемент. Дальнейшее улучшение ТТЛШ достигнуто в сериях К1531 и К1533, в которых энергопотребление снижено по сравнению со старыми сериями ТТЛ в 20 раз и реализовано предельное быстродействие. Для них $P_{пот} = 4,2+4$ мВт, $t_{зд} = 3+4$ мс $A = 5+12$ пДж.

Микросхемы ТТЛ, судя по прогнозам, сохранят ведущую роль в ближайшие годы. В будущем, по-видимому, это соотношение изменится в пользу микросхем КМОП.

Основной недостаток серийных микросхем КМОП — это меньшее быстродействие по сравнению с сериями ТТЛ. Однако в целом параметры КМОП-структур близки к идеальным: в статическом режиме они не потребляют мощности, имеют очень большое входное и малое выходное сопротивление, большую нагрузочную способность, высокую температурную стабильность, высокое напряжение выходного сигнала, близкое к напряжению источника питания U_n (от 3 до 15 В). Последнее позволяет их питать от различных источников питания, а также сопрягать по входам и выходам с микросхемами ТТЛ и операционными усилителями. Сравнительно невысокое быстродействие не является принципиальным свойством КМОП-структур. Это временное явление. Первые микросхемы КМОП (серия К176) имели напряжение 9 В. Эволюция позволила поднять U_n до 15 В и пропорционально увеличить быстродействие. Поэтому для усовершенствованных серий К561 при $U_n = 15$ В $t_{зд,ср} = 50$ нс и рассеиваемая мощность всего 0,4 мВт на логический элемент. Перспективная HCMOS-логика (H — от английского слова high — высококачественная) выполняется с помощью полной имплантации и с заменой металлических пленок областей затворов на поликремниевые. Такие ИМС имеют быстродействие 10—15 нс и конкурируют с ТТЛШ.

Серия К176 не расширяется. Гораздо удобнее оказалось изготавливать по технологии КМОП все большее число аналогов микросхем ТТЛ с сохранением их структуры, цоколевки и цифровой маркировки (серия К1564). Их можно устанавливать вместо серий ТТЛ К155, К555, К1533. Напряжение питания их 3—7 В.

Микросхемы универсального применения. Основным типом современного универсального усилителя является операционный усилитель, выполненный исключительно по интегральной технологии в виде самостоятельного изделия. Термин "операционный усилитель" относится к усилителям постоянного тока с большим коэффициентом усиления, имеющим дифференциальный вход и общий выход (рис. 4.27). Название связано с первоначальным применением таких усилителей для выполнения операций сложения, вычитания, интегрирования и других операций над аналоговыми величинами. Благодаря различным усовершенствованиям в микросхемном исполнении открылись более широкие схемотехнические возможности. В современной электронике операционные усилители (ОУ) играют роль многоцелевых элементов при построении аппаратуры различного назначения.

Операционные усилители применяются в усилителях, устройствах генерирования сигналов синусоидальной и прямоугольной формы, в стабилизаторах напряжения, в активных фильтрах и т. д.

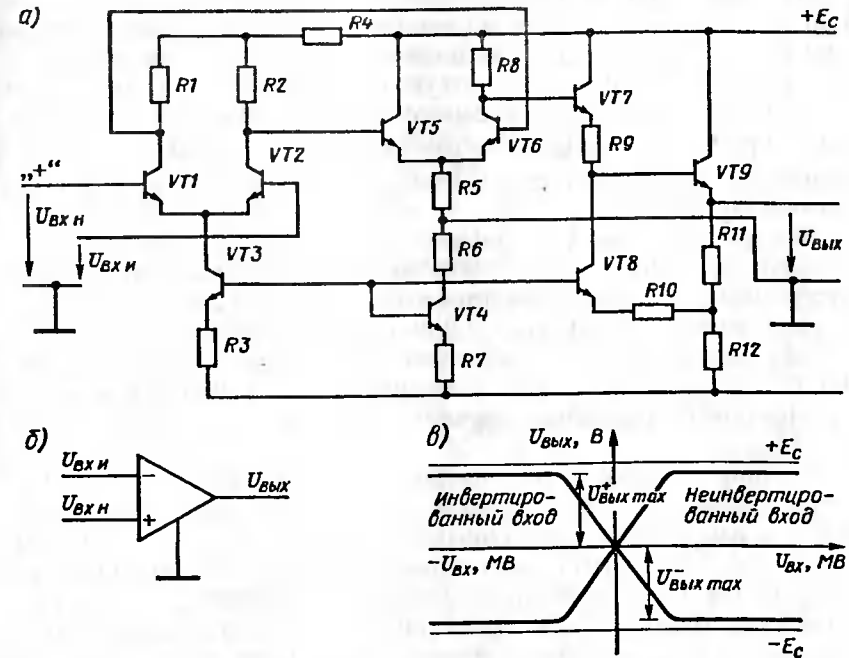


Рис. 4.27. Схема операционного усилителя (а), условное графическое обозначение (б) и передаточные характеристики (в)

Один из входов ОУ называется неинвертирующим ($U_{вхн}$), и второй — инвертирующим ($U_{вхи}$). При подаче сигнала $U_{вхн}$ приращение выходного сигнала $U_{вых}$ совпадает по знаку (фазе) с приращением входного сигнала, а при подаче сигнала $U_{вхи}$ — имеет обратный знак (противоположный по фазе). Инвертирующий вход часто используют для введения в ОУ отрицательной обратной связи.

Основу ОУ составляет дифференциальный каскад на транзисторах $VT1, VT2$ (см. рис. 4.27, а). Его выходы связаны со входами второго дифференциального каскада на транзисторах $VT5, VT6$. Третий усилительный каскад выполнен на транзисторах $VT7, VT8$ и построен так, что $VT7, VT8$ являются управляемыми элементами входного делителя для последующего выходного усилителя. Выходным каскадом ОУ служит эмиттерный повторитель на транзисторе $VT9$.

Важнейшими для ОУ являются его амплитудные (передаточные) характеристики (см. рис. 4.27, в) в виде двух кривых для инвертирующего и неинвертирующего входов, снимаемых при нулевом сигнале на другом входе. Каждая из кривых состоит из наклонного и горизонтальных участков. Горизонтальные участки соответствуют режиму полностью открытого (насыщенного) или закрытого транзистора выходного каскада (эмиттерного повторителя). Значения этих выходных напряжений близки к ЭДС источника питания. Наклонному (линейному) участку кривых соответствует пропорциональная зависимость выходного напряжения от входного. Угол наклона этой характеристики определяется коэффициентом усиления $k_U = \Delta U_{вых} / \Delta U_{вх}$. Он зависит от типа ОУ и может изменяться от нескольких сотен до сотен тысяч и более.

Большие значения k_U позволяют при введении глубокой отрицательной обратной связи получать схемы со свойствами, которые зависят только от параметров цепи отрицательной обратной связи.

Состояние ОУ, когда $U_{вых} = 0$ при $U_{вх} = 0$ (передаточная характеристика проходит через нуль), называется балансом. В реальных схемах ОУ это условие часто не выполняется (разбаланс). Для создания баланса подается входное напряжение смещения нуля $U_{см0}$ при котором $U_{вых} = 0$.

Входное сопротивление, входные токи смещения, разность и дрейф входных токов смещения, максимальное дифференциальное входное напряжение характеризуют основные параметры входных цепей ОУ. Выходными параметрами ОУ являются выходное сопротивление и максимальное выходное напряжение и ток. Энергетические параметры ОУ характеризуются максимальными потребляемыми токами и суммарной мощностью обоих источников. Частотные параметры определяются амплитудно-частотной характеристикой и оцениваются частотой среза и полосой пропускания. Динамическими параметрами ОУ являются скорость нарастания

выходного напряжения (скорость отклика) и время установления выходного напряжения. Эти параметры относительно низкие (соответственно 0,1—100 В/мкс и 0,05—2 мкс). Операционный усилитель сравнительно медленно действующее электронное устройство.

Схемы ОУ. Недостатком ОУ в ИМС первого поколения типа 140УД1А (см. рис. 4.27, а) являются относительно низкие коэффициент усиления ($k_U = 300 \div 4000$) и входное сопротивление $R_{вх} \approx 4$ кОм. Эти недостатки устранены в ОУ второго поколения, которые строятся по двухкаскадной схеме. Улучшение характеристик в них достигнуто благодаря применению составных транзисторов, высокоомных резисторов (пинчрезисторов) и замене резисторных нагрузок дифференциальных каскадов динамическими (рис. 4.28). Некоторые ОУ второго поколения выполняются на полевых транзисторах.

Ограниченное быстродействие является одним из недостатков стандартных операционных усилителей общего применения. Лучшими показателями обладают быстродействующие ОУ на МДП-транзисторах, например ИМС типа К544УД2 и К574УД1. Для специальных измерительных цепей созданы прецизионные ОУ, способные усиливать слабые электрические сигналы от различных датчиков на фоне помех, температурного воздействия и других мешающих факторов. К таким усилителям относятся ИМС типа К153УД5.

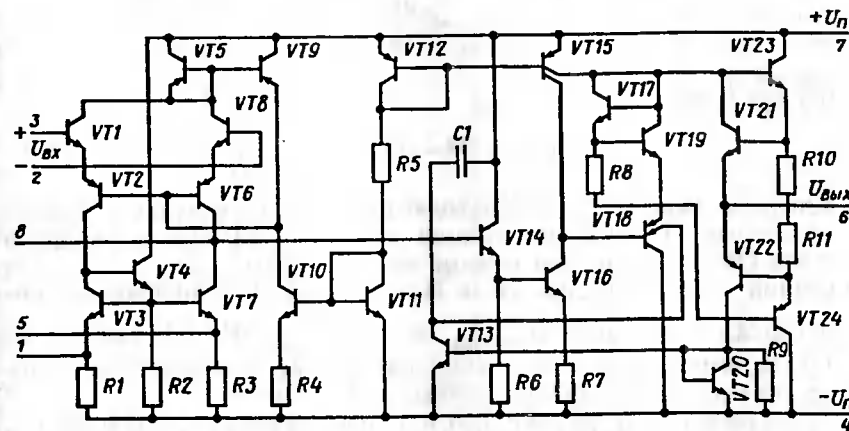


Рис. 4.28. Схема операционного усилителя 140УД7: $VT1, VT2, VT6, VT8$ — транзисторы входного дифференциального каскада; $VT5, VT9$ — коллекторная динамическая нагрузка; $VT10, VT11, R5, VT11$ — генератор стабилизированного тока; $VT3, VT7, R1, R3$ — источник стабилизированного тока дифференциального каскада; $VT14, VT16$ — промежуточный усилитель; $VT15$ — генератор стабилизированного тока на транзисторе с расщепленными коллекторами; $VT23, VT24$ — выходной каскад усиления; $VT17, VT18$ — схема смещения выходного каскада; $VT21, VT22$ — защита от насыщения выходного каскада; $C1$ — корректирующий конденсатор

Типовые схемы на ОУ (рис. 4.29). При работе ОУ в линейной части характеристик обычно $U_{\text{ВЫХ}} \leq 10-12 \text{ В}$, а коэффициент усиления ОУ $k_U = 10^4-10^6$ и $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ}}/k_U$ составляет несколько микровольт. Поэтому в схеме включения ОУ с глубокой обратной связью N можно не учитывать $U_{\text{ВХ}}$ при определении коэффициента усиления: $k_{\text{ос}} = k_U/(1+Nk_U)$, $Nk_U \gg 1$ и, следовательно, $k_{\text{ос}} = 1/N$. Таким образом, коэффициент усиления определяется только глубиной обратной связи, которая зависит от вида и отношения параметров элементов цепи обратной связи.

Для неинвертирующего усилителя $N = R1/(R1 + R2)$ и $k_{\text{ос}} = 1/N = 1 + (R2/R1)$. Для инвертирующего усилителя $k_{\text{ос}} = -R2/R1$.

Выходное напряжение интегрирующего усилителя

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt.$$

Поскольку $I_c = I_R = U_{\text{ВХ}}/R1$, то с учетом инверсии сигнала получаем

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{ВХ}} dt.$$

В схеме дифференцирующего усилителя

$$I_1 = -C \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}$$

и так как $I_1 \approx I_2$, то

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_2 R = -RC \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}.$$

Операционные усилители находят широкое применение не только в аналоговой, но и в импульсной технике. Напряжения входного сигнала ОУ в импульсном режиме работы превышают значения для линейной части характеристики. Поэтому выходное напряжение определяется напряжением $U_{\text{ВЫХ}}^+$ либо $U_{\text{ВЫХ}}^-$. На ОУ можно реализовать импульсные схемы компаратора, мультивибратора, одновибратора и других функциональных устройств.

В схеме компаратора (рис. 4.30, а) при достижении $u_{\text{ВХ}}$ значения $U_{\text{оп}}$ напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ изменяется с $U_{\text{ВЫХ}}^+$ на $U_{\text{ВЫХ}}^-$. Симметричный мультивибратор на ОУ (рис. 4.30, б) реализуется на основе компаратора с положительной обратной связью. Автоколебательный режим задается времязадающей цепью C, R . Частота переключения

$$f = 1/[2RC \ln(1 + 2R1/R2)].$$

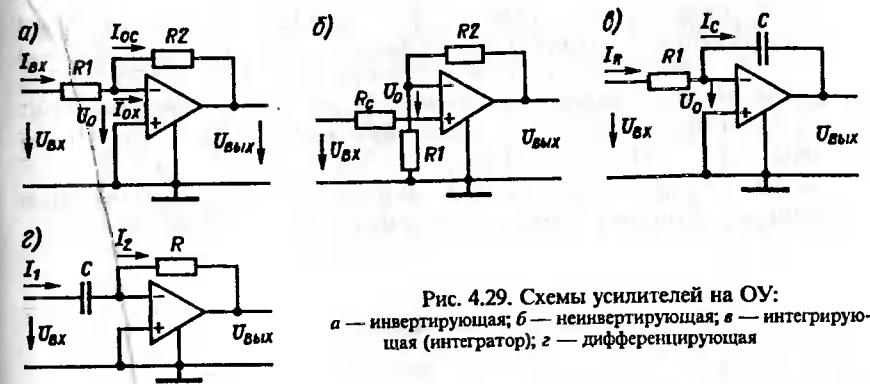


Рис. 4.29. Схемы усилителей на ОУ: а — инвертирующая; б — неинвертирующая; в — интегрирующая (интегратор); г — дифференцирующая

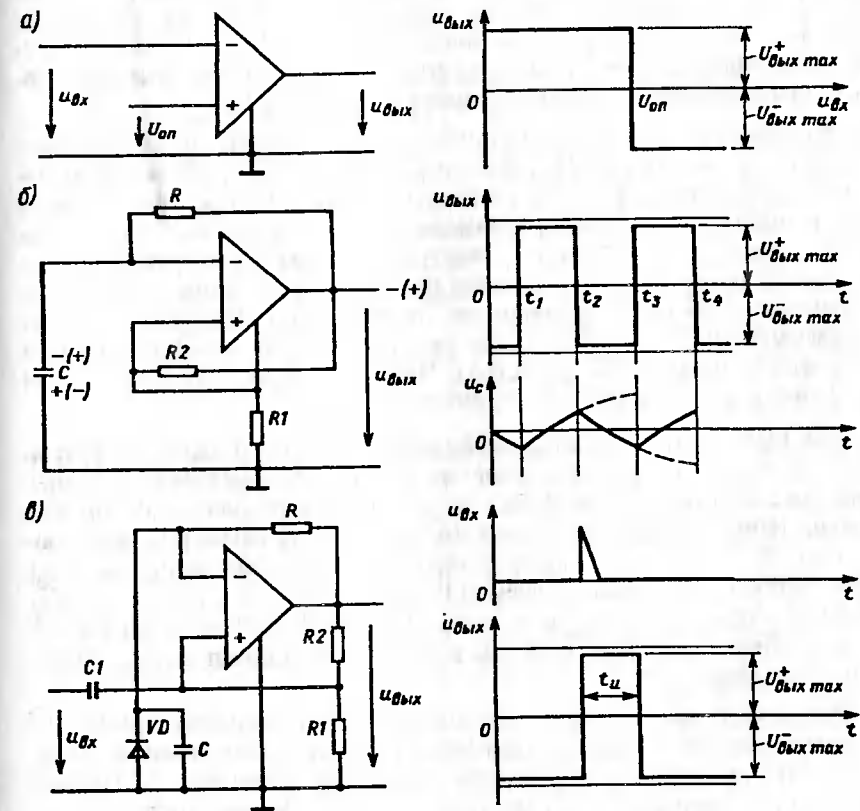


Рис. 4.30. Импульсные схемы на операционном усилителе: а — компаратор; б — симметричный мультивибратор; в — одновибратор

Схема одновибратора (рис. 4.30, е) строится на основе схемы мультивибратора, в которой для задания ждущего режима работы параллельно конденсатору C подключен диод VD . Запуск схемы во временно устойчивое состояние осуществляется по цепи конденсатора $C1$. Длительность импульса на выходе определяется RC -цепью: $t_n = R[\ln(1 + R1/R2)]$.

На основе ОУ можно создавать многие другие функциональные устройства аналоговой, импульсной и цифровой схемотехники.

4.7. МИКРОПРОЦЕССОРЫ

Назначение и общая структура микропроцессора. Процессор — это электронное устройство цифровой обработки информации, выполняемой по заданной программе. Микропроцессор (МП) представляет собой самостоятельное или входящее в состав ЭВМ устройство, осуществляющее обработку информации и управляющее этим процессом, выполненное в виде одной или нескольких БИС.

В общем случае в состав микропроцессора входят: арифметико-логическое устройство (АЛУ), блок управления и синхронизации, запоминающее устройство (ЗУ), регистры и другие блоки, необходимые для выполнения операций вычислительного процесса. Устройство АЛУ осуществляет обработку поступающей из ЗУ информации по командам программы, хранящейся постоянно в ЗУ, порядок которых определяется блоком управления и синхронизации. Исходные данные, промежуточные и окончательные результаты вычислений содержатся в ЗУ или в специальных регистрах. Часть регистров используется для организации выполнения программы.

Как вычислительное устройство микропроцессор характеризуется производительностью, разрядностью обрабатываемых данных и выполняемых команд, возможностью увеличения разрядности, числом команд (микрокоманд), количеством внутренних регистров, возможностью обеспечения режима прерывания, числом уровней прерывания (приоритета), объемом адресуемой памяти, наличием канала прямого доступа к памяти, типом и числом входных и выходных шин и их разрядностью, наличием и видом программного обеспечения, способом управления.

Различают универсальные и специальные (типичный пример — микрокалькулятор) микропроцессоры. По способу управления различают МП со схемным и микропрограммным управлением. Первые обладают высоким быстродействием, но имеют более сложную электрическую схему. Функционирование МП с микропрограммным управлением определяется последовательностью микрокоманд, состав и

очередность которых устанавливает оператор (программист). Такие МП имеют сравнительно невысокое быстродействие, но они более универсальны, легче перестраиваются с одной программы на другую.

По структуре различают микропроцессоры секционированные (как правило с микропрограммным управлением) и однокристалльные (с фиксированной разрядностью и постоянным набором команд) (рис. 4.31).

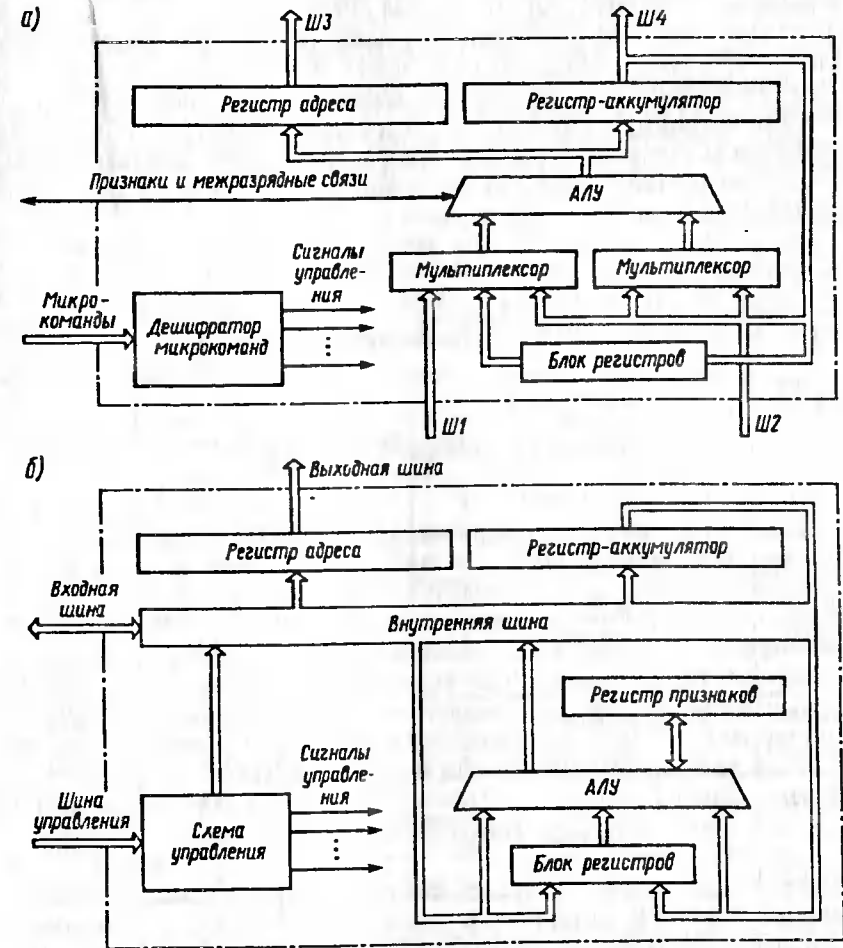


Рис. 4.31. Структурная схема микропроцессора: а — микропроцессорная секция с наращиванием разрядности обрабатываемых данных; б — однокристалльный микропроцессор с фиксированной разрядностью данных

Секционированный МП набирается из отдельных БИС, составляющих микропроцессорный комплект ИМС, каждая из которых способна объединяться с другими БИС для образования различных функциональных устройств. К секционированному МП обычно подключается БИС ЗУ с хранящимися в нем микрокомандами.

Процессорная секция (см. рис. 4.31, а) состоит из секции АЛУ, блока регистров, входных мультиплексоров, выходного регистра и регистра-аккумулятора, дешифратора микрокоманд, входных Ш1, Ш2 и выходных Ш3, Ш4 шин. Управление осуществляется сигналами, выдаваемыми дешифратором. Каждая новая микрокоманда поступает после исполнения предыдущей. Исходные данные передаются из ОЗУ или из устройства ввода-вывода через мультиплексоры в секцию АЛУ. Результат через регистр-аккумулятор направляется по адресу, сформированному в выходном регистре адреса, а также на блок регистров для временного хранения и на мультиплексоры для использования на следующих этапах вычислений. Связь между секциями осуществляется по межрядным связям.

Таблица 4.3

Серия МПК	Число БИС в МПК	Данные центрального процессора				
		Обозначение центрального процессора	Разрядность	Тактовая частота, МГц	Напряжение питания, В	Тип технологии
КР580	15	КР580ИК80А	8	2,5	+5; +12; -5	n-МОП
К581	3	КР581ВЕ1	16	2,5—3,3	+5; +12	n-МОП
КР582	2	КР582ИК1	4	0,6	1,5	И ² Л
К583	4	К583ИК3	8	1,0	1,5	И ² Л
К584	3	К584ИК1	4	0,5	5,0	И ² Л
КР588	5	КР588ВС2	16	1,0	5,0	КМОП
К1800	4	К1800ВС1	4	36	-5,2; -2	ЭСЛ
К1801	3	К1801ВЕ1	16	8,0	5,0	n-МОП
		К1801ВМ1	16	5,0	5,0	n-МОП
КР1802	6	КР1802ВС1	8	8,0	5,0	ТТЛШ
КР1804	6	КГ1804ВС1	4	8,0	5,0	ТТЛШ
К589	8	К589ИК02	2	10	5,0	ТТЛШ
		К1810ВМ86	16	5,0	5,0	n-МОП

Однокристалльный МП (см. рис. 4.31, б) выполняется в виде одной БИС. В данном случае МП выполняет функции процессора ЭВМ, все операции которого реализуются хранящимися в нем командами. В однокристалльный МП входят: АЛУ, выходной регистр адреса, регистр-аккумулятор, блок регистров, регистр признаков, схема управления, входная и выходная шины и шина управления. Характерным для однокристалльных МП является наличие внутренней шины обмена данными между устройствами МП.

Микропроцессоры применяются в системах управления оперативным и технологическим оборудованием, транспортными средствами, космическими аппаратами, бытовыми приборами и т. д. Благодаря программной гибкости, малым размерам, массе и энергоемкости, высокой помехозащищенности МП можно встраивать непосредственно в объекты управления. На их основе создаются микроЭВМ, программируемые контроллеры и другие устройства автоматики и вычислительной техники.

Микропроцессорные комплекты (МПК), выпускаемые отечественной промышленностью. Возможен выпуск МП по различным технологиям: n-МДП, И²Л, КМОП, ТТЛШ и др. В табл. 4.3 приведены серии отечественных МПК и некоторые их данные для сравнительной оценки.

4.8. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Назначение оптоэлектронных приборов и их классификация. Оптоэлектронный прибор — это прибор, чувствительный к электромагнитному излучению в видимой, инфракрасной или ультрафиолетовой областях ($3 \cdot 10^{11}$ — $3 \cdot 10^{17}$ Гц), прибор, излучающий и преобразующий некогерентное или когерентное излучения в этих же спектральных областях или прибор, использующий такое излучение для работы [16].

Оптоэлектронные устройства основаны на фундаментальных достижениях в области квантовой и полупроводниковой электроники, физики твердого тела и оптики. В оптоэлектронике освоено диапазон электромагнитных волн 0,2—20 мкм. Большинство современных оптоэлектронных приборов и устройств работает в диапазоне длин волн 0,5—1,5 мкм.

Достоинством приборов оптоэлектроники по сравнению с вакуумными или полупроводниковыми приборами является наличие свойств, приобретаемых благодаря оптическому излучению для передачи, хранения, обработки и отображения информации. Эти преимущества обусловлены: электрической нейтральностью квантов оптического излучения — фотонов; высокой частотой световых колебаний

(до 10^{16} Гц) и, соответственно, малой длиной волны (до 1 мкм); малой расходимостью светового луча и возможностью его достаточно острой фокусировки.

Электрическая нейтральность фотонов обеспечивает: невосприимчивость к электромагнитным полям (помехозащищенность); полную гальваническую развязку; двойную (пространственную и временную) модуляцию излучения, обеспечивающую обработку значительных массивов информации. Высокая частота обеспечивает большую информационную емкость оптических каналов связи, а малая длина волны — высокую плотность оптической записи. Малая расходимость светового луча позволяет передавать энергию оптического излучения в заданную область пространства с малыми потерями.

Основными материалами для создания оптоэлектронных приборов служат полупроводниковые соединения $A^III B^V$ и $A^{IV} B^{IV}$ и твердые растворы на их основе (GaAs, InGaAsP, GaP и др.).

Оптоэлектроника начала интенсивно развиваться в 60-х годах нашего столетия, когда были созданы лазеры и излучающие диоды. Микроминиатюризация элементов и устройств оптоэлектроники началась с 1970 г., когда возникла интегральная оптика.

Отдельные устройства и сложные оптоэлектронные системы создаются из отдельных элементов. Основными оптоэлектронными элементами являются: источники когерентного (полупроводниковые лазеры) и некогерентного (светодиоды) оптического излучения; оптические среды (активные и пассивные);

приемники оптического излучения (например, фотодиоды, фототранзисторы, фоторезисторы); оптические элементы (например, линзы, призмы, зеркала, поляризаторы); волоконно-оптические элементы (например, жгуты, фоконны, селфоки); интегрально-оптические элементы (например, интегрально-оптические зеркала, фильтры).

По функциональному назначению следует выделить: дефлекторы (управление направлением распространения оптического излучения); модуляторы (управление амплитудой, фазой и поляризацией); индикаторы на жидких кристаллах, полупроводниковые, вакуумные люминесцентные (плоские дисплеи); многоэлементные фотоприемники (приборы с зарядовой связью), кремниконы, сканисторы для передающих телевизионных камер, искусственного зрения роботов и др.; оптроны для гальванической развязки между электронными устройствами; волоконно-оптические линии связи (ВОЛС), обеспечивающие передачу информации со скоростью до 10^9 бит/с на расстояние до 200 км без ретрансляторов; волоконно-оптические датчики для измерения угловой скорости вращения, линейного ускорения, температуры, давления, тока и др.; оптические процессоры для обработки информации.

Оптоэлектроника дает возможность преодоления трудностей, возникших из-за противоречий между БИС и традиционными радиокомпонентами — импульсными трансформаторами, реле, контакторами, герконами, кабелями, потенциометрами, плохо стыкующимися с транзисторами. Оптоэлектронные устройства в перспективе могут заменить большинство традиционных радиокомпонентов. Оптоэлектроника — это дополнение современной (транзисторной интегральной) микроэлектроники. Она дает возможность перевода микроэлектроники на вспомогательные функции и создание принципиально новых средств информационной техники.

Излучатели. К оптическим излучателям относятся источники видимого света, инфракрасных и ультразвуковых лучей (диапазон электромагнитных волн от 10 нм до 0,1 мм).

Если колебания всех излучающих атомов источника протекают согласованно во времени, то имеет место когерентное излучение. Когерентное излучение сопровождается интерференцией, т. е. возможностью усиления и ослабления результирующего сигнала. Излучатели классифицируют в зависимости от природы (тепловое, люминесцентное), спектрального состава (белый, монохроматический свет), упорядоченности ориентации электрических и магнитных векторов (естественное, поляризованное линейно, эллиптически, частично), степени когерентности (когерентное, некогерентное), рассеяния потока излучения (направленное, диффузное, смешанное) и т. д. Границы применения оптических излучателей значительно расширились с появлением лазеров.

Фундамент оптоэлектроники составляют излучающие полупроводниковые диоды, работающие по принципу использования спонтанной инжекционной электролюминесценции, и оптические генераторы когерентного излучения (лазеры), среди которых важную роль играют полупроводниковые лазеры. При люминесценции в веществе благодаря энергии внешнего воздействия часть электронов переходит с нижних равновесных энергетических уровней ϵ_1 на более высокие уровни, а затем оказывается на метастабильном уровне возбуждения ϵ_2 . Возвращение с уровня ϵ_2 на уровень ϵ_1 сопровождается испусканием фотонов с длиной волны $\lambda = 1,23/(\epsilon_2 - \epsilon_1)$; p - n -переход становится излучательным, если ширина запрещенной зоны исходного полупроводника $\Delta E > 1,3+1,8$ В. Это обусловлено тем, что колебания с длиной волны видимой части спектра $\lambda = 0,4+0,7$ мкм возникают при энергии $1,3+1,8$ эВ, так как $\lambda = hc/\Delta E$, где h — постоянная Планка, c — скорость света.

Наиболее распространенные Ge и Si имеют $\Delta E < 1,3$ эВ, поэтому в них не наблюдается светового излучения; в светодиодах используются соответствующие полупроводниковые соединения.

В соответствии с частотным диапазоном генерируемого излучения различают инфракрасные излучающие диоды и светоизлучающие диоды (светодиоды). Цвет излучения зависит от полупроводникового материала и легирующих примесей. Основным параметром излучающего диода является КПД преобразования $\eta = \eta_{\text{вн}} k_1 k_2 k_3$, где $\eta_{\text{вн}}$ — внутренний квантовый выход (отношение числа квантов в активной области к числу инжектированных носителей заряда); k_1 — эффективность инжекции; k_2 — коэффициент внешнего квантового вывода; $k_3 = hv/(eU)$, hv — энергия кванта, U — напряжение на диоде. У современных излучательных диодов в инфракрасной области (1,3—0,8 мкм) $\eta = 1+5\%$; в видимой области (0,7—0,565 мкм) $\eta < 10\%$.

Другим важным параметром является инерционность, зависящая от постоянной времени излучения (доли микросекунды). По способу инжекции различают диоды с прямосмещенным p - n -переходом, с обратносмещенным p - n -переходом в режиме лавинного пробоя и диоды с барьером Шоттки. Наилучшим коэффициентом преобразования обладают диоды первого типа на основе соединений $A^{III}B^V$ (например, GaAs). Применяются диоды плоской и полусферической поверхности (рис. 4.32).

По назначению излучающие полупроводниковые приборы делятся на полупроводниковые генераторы излучения (ПГИ) и приборы отображения информации (ПОИ). Приборы ПГИ предназначены для применения в ВОЛС, беспроводных линиях связи в пределах прямой видимости, в составе оптоэлектронных пар, а также для накопления энергии в полупроводниковых лазерах. Как правило, в маломощных ПГИ (0,1—1 мВт) используются плоские излучающие диоды с большой равномерно светящейся поверхностью, в мощных ПГИ (10—500 мВт) — плоские и полусферические диоды.

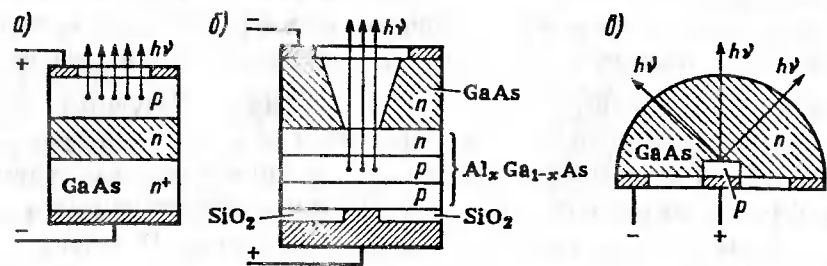


Рис. 4.32. Структуры полупроводниковых излучающих диодов: а — плоская с большой излучающей поверхностью на основе гомоперехода; б — плоская с малой поверхностью на основе гетероперехода; в — полусферическая на гомопереходе

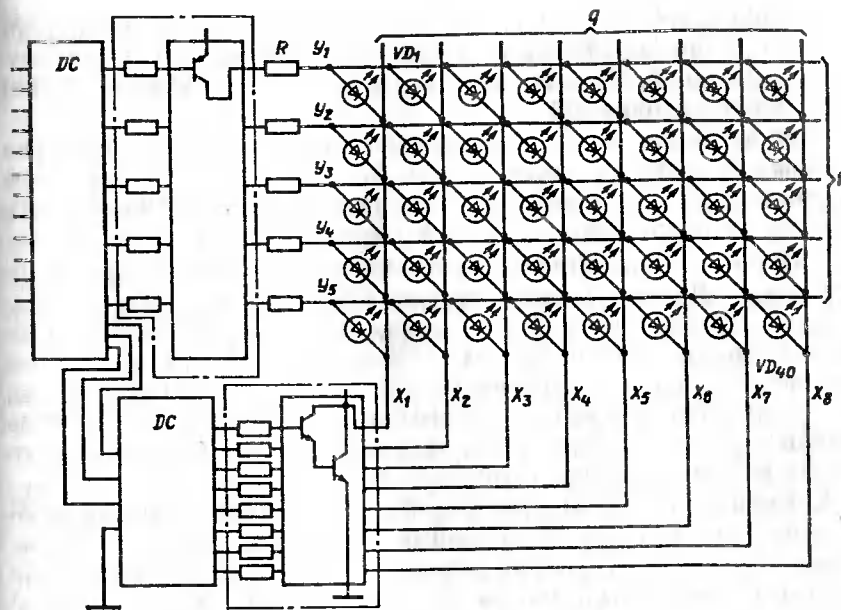


Рис. 4.33. Управляемая микропроцессором x-y-матрица светодиодов

В 80-х годах получили распространение ПГИ спонтанного излучения с высокой интенсивностью излучения и малой излучающей поверхностью. Созданы однострочные излучающие матрицы для считывания информации с перфокарт. На них с шагом 0,05—5 мм размещается 10—100 элементов. Матрицы с шагом 0,5 мм и менее имеют монолитную конструкцию.

Полупроводниковые индикаторы (ПОИ) предназначены для визуального воспроизведения информации в устройствах индивидуального и коллективного пользования; подразделяются на дискретные (светящаяся точка), шкальные (линия светящихся точек), знаковые (цифры, буквы, символы) и графические; делятся на монолитные и гибридные. Количество элементов изображения 1—10³. Светодиоды могут быть собраны в управляемую x-y-матрицу, состоящую из pq -индивидуальных светодиодов (рис. 4.33).

Светодиоды находят широкое применение в измерительной аппаратуре, фотокиноаппаратуре, системах отображения информации в транспортных средствах, калькуляторах. Их отличает идеальная совместимость с БИС.

Лазеры (оптические квантовые генераторы) — это источники когерентного электромагнитного излучения оптического диапазона, действие которых основано на использовании вынужденного излуче-

Параметр	Тип лазера		
	газовый He-Ne-лазер	твердотельный ИАГ ¹ (Nd-лазер)	полупроводниково- вый ДГС-лазер
КПД, %	10^{-1} — 10^{-2}	1—2	10—20
$P_{пор}$, Вт	3	1	0,3
Когерентность:			
λ_{max} , мкм	0,63	1,06	0,8—0,9
$\Delta\lambda/\lambda_{max}$	10^{-6} — 10^{-9}	10^{-4}	$2 \cdot 10^{-3}$
$\varphi_{изл}$, град.	0,03—0,15	Примерно 1	Более 10
Управление	Газовый разряд	Освещение	Инжекция p - n -переходом
$U_{пит}$, В	10^3 — 10^4	До 10^3	1,5—3,0
Размеры, см	10	1	0,1

¹ Иттриево-алюминиевый гранат с неодимом.

Узкий лазерный луч, сфокусированный на поверхность материала, может плавить, резать, испарять любые материалы. Такие возможности лазеров легли в основу лазерных технологий. Наиболее эффективна лазерная технология в производстве ИМС. Лазеры находят широкое применение в хирургии и вычислительной технике. Они открыли широкие перспективы оптической связи. На основе полупроводниковых лазеров созданы и широко эксплуатируются ВОЛС. В высоковольтных тиристорах, преобразователях лазеры успешно применяются для дистанционного управления тиристорными блоками, что обеспечивает надежную гальваническую развязку устройств управления.

Приемники оптического излучения (фотоприемники). Приемники имеют более чем вековую историю применения; вакуумные, газонаполненные, твердотельные фотоэлектрические приборы разнообразны по конструкции и назначению. Особого рассмотрения заслуживают полупроводниковые приборы. Полупроводниковые фотоприемники, используемые в оптоэлектронике, должны отвечать требованиям по спектральной чувствительности, быстродействию и отношению "сигнал/шум", определяемому порогом чувствительности. Наибольший интерес для оптоэлектронных приборов представляют длины волн: $\lambda = 0,49+0,68$ мкм (светодиоды от зеленого до красного), $\lambda = 0,8+0,95$ мкм (GaAlAs-лазеры и светоизлучающие диоды с высокой прозрачностью стекловолокна), $\lambda = 0,9+0,95$ мкм

ния. Лазер (LASER) — аббревиатура английских слов: Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation (усиление света вынужденным излучением). Первый лазер создан в 1960 г. (Т. Мейман, США) на кристалле рубина [28].

Для получения лазерного излучения необходимо выполнить ряд условий. В активной среде должно быть обеспечено эффективное протекание вынужденного излучения (для чего необходимо создать инверсную населенность уровней в результате вынужденных переходов частиц $\epsilon_2 \rightarrow \epsilon_1$, например из-за инжекции носителей заряда p - n -переходом). Другим условием является создание в этой среде положительной обратной связи, т. е. возвращение части усиленного выходного сигнала обратно на вход (для этого служат различные резонаторы; типичный оптический резонатор состоит из двух зеркал, обеспечивающих многократное прохождение световой волны через активное вещество). Следующее условие — превышение некоторого порога возбуждения, при котором перекрываются все виды потерь.

Суммируя эти условия, укажем, что для лазерной генерации необходимы активная среда, усиливающая свет, устройство для ее возбуждения (накачки) и оптический резонатор, создающий положительную обратную связь. Важнейшими характеристиками лазера являются: мощность излучения $P_{изл}$, порог генерации, КПД, длина волны λ , ширина спектральной линии $\Delta\lambda$, угловая расходимость $\varphi_{изл}$, модовый состав излучения.

Активную среду лазера образует вещество, в котором создается инверсная населенность посредством накачки. Используют различные вещества в газообразном, жидком и твердом состояниях. В полупроводниковых (твердотельных) лазерах активная среда создается в объеме электронно-дырочного перехода при ее возбуждении инжекционным током в прямом направлении. Вынужденное излучение происходит в результате рекомбинации свободных электронов и дырок. Роль

оптического резонатора в полупроводниковом лазере играют зеркальные сколы граней кристалла, перпендикулярных плоскости p - n -перехода. Полупроводниковые лазеры (рис. 4.34) являются самыми миниатюрными лазерами: их размеры составляют доли миллиметра, а вместе с корпусом и устройствами для теплоотвода — 1 см. В табл. 4.4 приведены сравнительные данные лазеров некоторых типов.

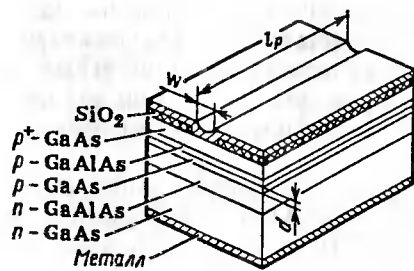


Рис. 4.34. Лазер с двойной гетероструктурой (ДГС-лазер): $d = 0,5$ мкм

(GaAs-лазеры и светоизлучающие диоды), $\lambda = 1,06$ мкм (твердотельные ИАГ: Nd-лазеры). Возможен сдвиг значений длин волн до 1,2+1,3 мкм (ВОЛС, интегральная оптика), но превышение $\lambda = 2+3$ мкм вряд ли будет иметь место.

Коэффициент полезного действия приемников должен быть высоким, иначе возникнут трудности с созданием микронных изделий. Быстродействие, определяемое временем переключения, должно характеризоваться значениями $\tau = 10^{-10}+10^{-12}$ с.

Принцип действия фотоприемников основан на внутреннем фотоэффекте твердых тел. Используется собственная фотопроводимость полупроводников. В полупроводнике имеют место две формы фотоэффекта: увеличение проводимости под действием освещенности в области спектральной чувствительности и фото-ЭДС, возникающая в полупроводнике с $p-n$ -переходом вследствие разделения генерируемых световым облучением электронов и дырок благодаря наличию внутреннего электрического поля $p-n$ -перехода. Вследствие этого явления во внешней электрической цепи течет фототок.

Основным материалом фотоприемников является кремний, но также широко используются GaAs, GaAlAs, InAs, InGaAs.

Главными видами фотоприемников являются фотодиоды, приборы с внутренним усилением (фототранзисторы, фототиристоры), многоэлементные фотоприемники.

Фотодиодные конструкции основываются на использовании $p-n$ -структур кремниевых, $p-i-n$ -структур, контакта "металл-полупроводник" (барьер Шоттки) и гетеропереходов (рис. 4.35).

Наиболее перспективными свойствами обладают фотодиоды с гетеропереходами. Они имеют высокую фоточувствительность, высокое быстродействие, возможность работы при малых обратных напряжениях, открывают принципиальные возможности получения КПД, близкого к 100 %, обеспечивают технологическую совместимость с диэлектрическими волноводами оптических интегральных схем.

Отличительной особенностью фототранзистора является наличие фотоприемного окна, через которое свет, пройдя тонкий эмиттерный слой, попадает в базу (рис. 4.36, а). При схеме с общим эмиттером

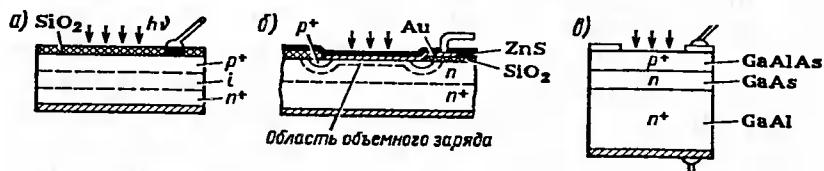


Рис. 4.35. Фотодиоды:

а — $p-i-n$ -фотодиоды; б — выпрямляющая Au-Si-структура фотодиода с барьером Шоттки; в — структура фотодиода с односторонней гетероструктурой

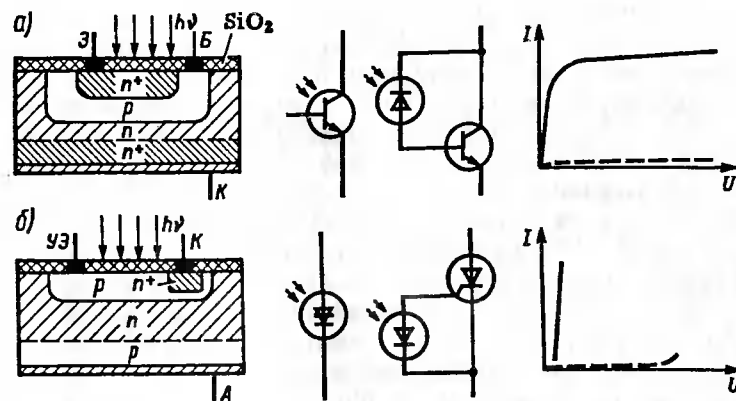


Рис. 4.36. Устройство, условное обозначение, эквивалентная схема и вольт-амперная характеристика в темновом (штриховая линия) и засвеченном (сплошная линия) состояниях фотоприемников с внутренним усилением фототранзистора (а) и фототиристора (б)

происходит усиление базового фототока. Кроме высокой чувствительности фототранзисторы обладают схемотехническим удобством и гибкостью, полной электрической и технологической совместимостью с ИМС.

В фототиристорах (рис. 4.36, б) засветка базовой области и генерация избыточных носителей заряда могут привести к переключению четырехслойной структуры из закрытого состояния в открытое. Для этого необходимо, чтобы световая мощность превышала некоторый порог отпирания. Основное достоинство фототиристоров — способность переключения значительных токов и напряжений. В силовой оптоэлектронике представляет интерес применение бесконтактных устройств управления выпрямителями, тиристорными преобразователями, систем контроля высоковольтных линий электропередачи в исполнительных механизмах автоматики.

Важным видом фотоприемников являются фоторезисторы, изготавливаемые спеканием смеси порошка CdSe с хлористым кадмием, нанесенной на тонкую подложку, или термическим вакуумным осаждением на подложке через трафарет смеси, состоящей из CdSe и ZnSe. Изменение освещенности приводит к изменению сопротивления резистора. Достоинством фоторезисторов является линейность их ВАХ, отсутствие эффекта выпрямления и внутренних ЭДС.

Многоэлементные фотоприемники относятся к числу наиболее быстро развивающихся и прогрессирующих изделий электронной техники. Их использование в сочетании с ИМС позволяет создать в оптоэлектронике твердотельный "глаз", способный реагировать не только

на яркостно-временные, но и на пространственные характеристики объекта, т. е. воспринимать его полный зрительный образ. Успешное выполнение этой функции возможно лишь при значительном числе фоточувствительных ячеек. Принцип восприятия образов сводится к тому, что распределение яркости объекта наблюдения превращается в оптическое изображение и фокусируется на фоточувствительную поверхность. Отклик каждого элемента на световую энергию в виде тока, напряжения, заряда пропорционален освещенности. Яркостная картина преобразуется в электрический рельеф. Использование схемы сканирования позволяет выполнять последовательный "опрос" каждого элемента и считывание содержащейся в нем информации. На выходе устройства формируется последовательность видеоимпульсов, в которой закодирован воспринимаемый образ.

Примерами преобразователей изображения могут служить сканиторы (на основе трехслойной транзисторной структуры), мишень кремникона (в виде кремниевой фотодиодной матрицы), фотодиодная матрица с управлением на МОП-транзисторах, фоточувствительные приборы с зарядовой связью (ПЗС) (в виде линейной или двумерной матрицы МОП-элементов, расположенных на одном кристалле).

Наиболее перспективны в современной оптоэлектронике ПЗС (рис. 4.37). Под действием света происходит генерация пар "электрон—дырка". При подаче на затвор (1, 2, 3, ..., N на рис. 4.37, а) отрицательного потенциала относительно истока (p^+) дырки накапливаются в соответствующей зоне структуры у затвора. Этот заряд может храниться достаточно долго. Если в какой-то момент времени к электроду, соседнему с рассматриваемым, приложить отрицательный потенциал, больший по абсолютному значению, то дырки перетекают в зону данного электрода (см. рис. 4.37, б). Изменяя нужным образом управляющее напряжение на электродах, можно осуществить направленную передачу заряда вдоль поверхности от структуры к структуре до его вывода из кристалла. Так в ПЗС пространственное распределение интенсивности света преобразуется в рельеф электрических зарядов.

Устройства ПЗС отличаются относительной простотой изготовления кристалла и обеспечивают высокую разрешающую способность (до 40 линий/мм). Многоэлементные фотоприемники имеют разнообразное применение: контроль размеров, положения предметов, наличие дефектов, качество обработки и т. д.

Вершиной развития этого направления является создание твердотельного аналога передающей телевизионной трубки цветного изображения; на очереди решение проблемы искусственного электронного зрения.

Оптроны (рис. 4.38). Оптоэлектронные приборы, содержащие источник и приемник светового излучения с тем или иным видом оптической связи между ними, представляют собой единое конструктивное

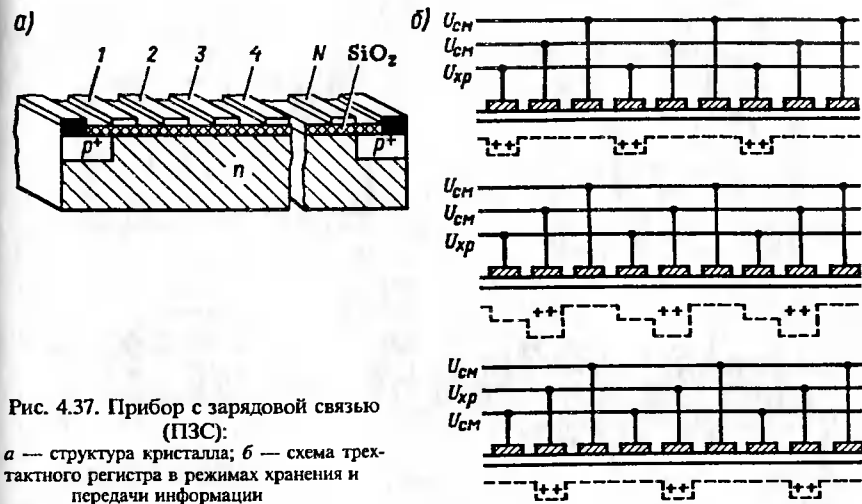


Рис. 4.37. Прибор с зарядовой связью (ПЗС): а — структура кристалла; б — схема трехтактного регистра в режимах хранения и передачи информации

решение. Широкое промышленное распространение получили лишь оптроны, выполняющие функцию элементов связи, в которых в то же время осуществлена электрическая (гальваническая) развязка входа и выхода.

Конструктивно оптроны разнообразны (рис. 4.39), но каждая разновидность состоит из излучателя, фотоприемника и устройства оптической связи. Варьируя комбинации светоизлучателей, фотоприемников и способы их оптической связи, можно существенно изменять

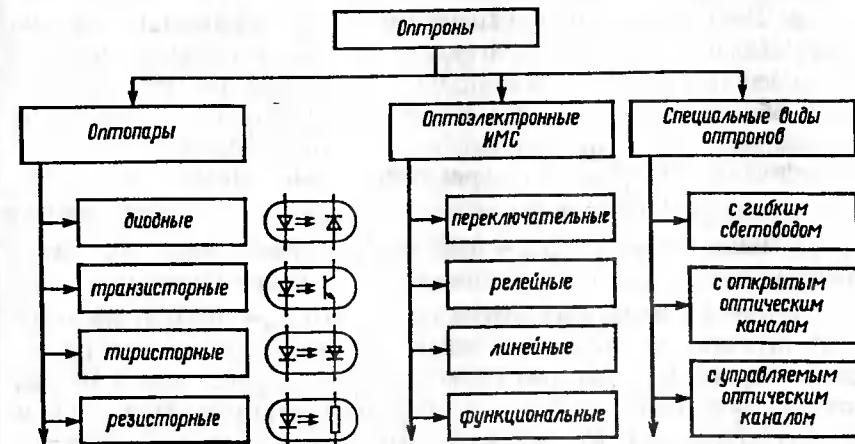


Рис. 4.38. Структурная схема классификации оптронов

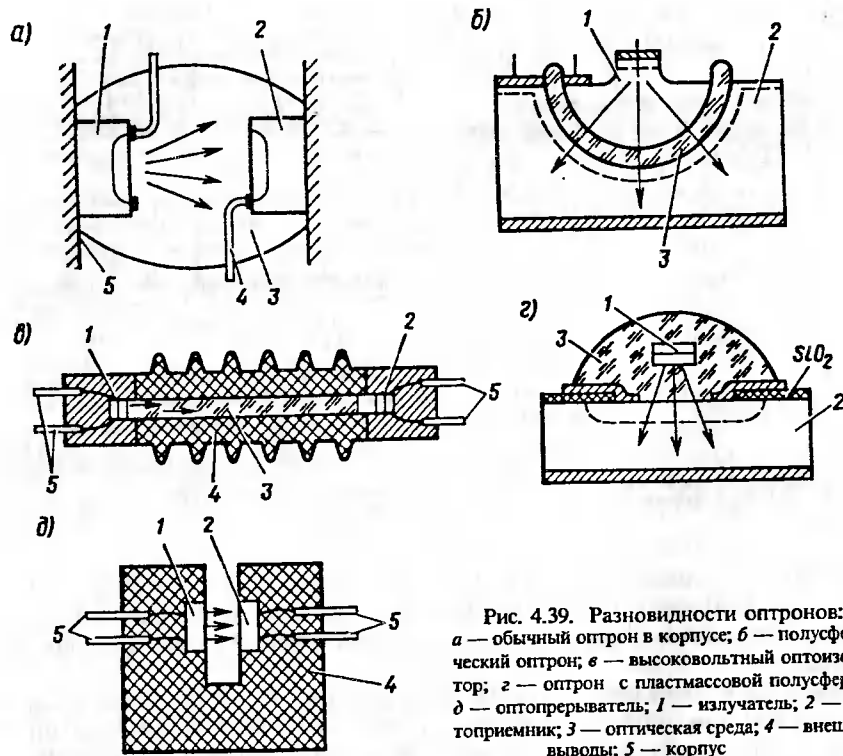


Рис. 4.39. Разновидности оптронов: а — обычный оптрон в корпусе; б — полусферический оптрон; в — высоковольтный оптоизолятор; г — оптрон с пластмассовой полусферой; д — оптопрерыватель; 1 — излучатель; 2 — фотоприемник; 3 — оптическая среда; 4 — внешние выводы; 5 — корпус

входные, выходные и передаточные характеристики устройств с оптронами. Наиболее важными параметрами оптронов являются: развязка (подавление паразитного сигнала), изоляция (напряжение пробоя), быстродействие (частотный диапазон, задержка распространения сигнала), обратная связь (помеха по цепи заземления) и прямая связь (коэффициент передачи тока, нагрузочная способность) [15].

Эффективность развязки определяется лишь паразитной емкостной связью (для большинства оптронов $C_{разв} \approx 0,07$ пФ, для оптронов с внутренним экраном $C_{разв} \approx 0,007$ пФ). Оптроны исключают связь контуров заземления по постоянному току (именно по этому показателю оптроны превосходят другие приборы ($R_{разв} \approx 10^{12}$ Ом), но могут иметь переменный ток в цепи заземления вследствие проходной емкости оптрона $C_{пр}$, которая превосходит $C_{разв}$ более чем в 10 раз. Поэтому при высокой частоте связи необходимо считать с током контура заземления. Коэффициент передачи тока оптрона k_I представляет собой отношение тока на выходе к входному току. Этот коэффициент задается в процентах.

Важным эксплуатационным фактором является деградация коэффициента передачи тока, выражающаяся в уменьшении его значения со временем вследствие снижения эффективности излучателя, ухудшения передаточной характеристики оптического канала, уменьшения чувствительности фотоприемника.

Оптроны применяют в приборах и схемах, где необходимо передавать аналоговые сигналы или сигналы постоянного тока между двумя изолированными системами при наличии большой разности потенциалов или индуцированного шума. Таким образом удается устранить опасность ложного взаимодействия между входным преобразователем и выходной цепью. Оптроны применяются в сервоусилителях, дифференциальных развязывающих усилителях, развязывающих усилителях переменного тока и других устройствах. К потенциальным областям применения оптронов относятся: большие трансформаторы, дорогостоящие усилители контрольно-измерительной аппаратуры, оборудование автоматического управления, датчики, устройства контроля над высоковольтными и сильноточными системами и т. д. В цифровой технике оптроны применяются при передаче информации для уменьшения уровня паразитных электрических сигналов по цепям заземления [15].

Волоконно-оптические линии связи (ВОЛС). С появлением лазеров начались интенсивные разработки различных систем оптической связи. Однако открытые линии лазерной связи не могут обеспечить необходимой надежности. Это связано с тем, что из-за метеорологических условий резко изменяется затухание оптического сигнала. В середине 60-х годов появилась новая возможность использования в качестве оптического кабеля (по аналогии с электрическим кабелем) стеклянных, волоконно-оптических световодов.

Принцип передачи света по волоконно-оптическим световодам заключается в использовании эффекта полного внутреннего отражения. Закон Снелля имеет выражение: $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$, где n_1, n_2 — показатели преломления сред; θ_1 — угол падения луча относительно нормали к границе раздела сред; θ_2 — угол преломления луча [15]. Если $n_2 < n_1$, то с увеличением θ_1 находится такой угол θ_2 , при котором луч полностью отражается. Лучи, входящие в световод (рис. 4.40) под углом, меньшим θ_0 , распространяются вдоль волокна, а лучи, входящие под большим углом, затухают в оболочке волокна. Существует понятие числовой апертуры: $NA = \sin \theta_0$.

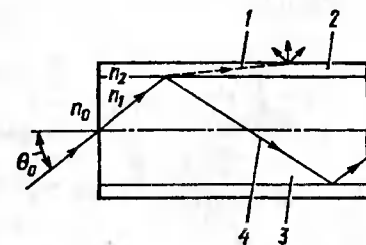


Рис. 4.40. Схема распространения световых лучей в двухслойном оптическом световоде: 1 — внеапертурный луч; 2 — оболочка; 3 — сердцевина; 4 — внутриапертурный луч

Связь числовой апертуры с показателями преломления сердцевинки световода n_1 и оболочки n_2 определяется соотношениями

$$NA = \sin\theta_0 = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}/n_0, \sin\theta_0 = n_2/n_1, n_0\sin\theta_0 = n_1\sin(\pi/2 - \theta_0).$$

При подсоединении светодиодов к оптическим волокнам необходимо, чтобы диаметр источника был меньше диаметра сердцевинки волокна, а сам диаметр волокна должен быть меньше диаметра фотоприемника (рис. 4.41).

Любой отрезок волокна действует как короткофокусная линза, вызывая эффект самофокусировки. Эти световоды называют *селфокалами* (от английских слов Self и focus) или градиентными световодами (волокнами). Оптические волокна изготавливаются получением чистого кварца (SiO_2) из газовой смеси SiCl_4 и O_2 . Через нагретую до температуры 1200—1600 °С кварцевую трубку пропускают эту смесь с добавлением V_2O_5 . При этом оседает слой кварца, легированного бором. Затем осаждают чистый кварц. После получения слоев требуемой толщины трубку нагревают сильнее и обжимают до "схлопывания". Из полученной заготовки вытягивают тонкое волокно. В образовавшейся трехслойной структуре чистый кварц образует внутреннюю световедущую жилу, а слой кварца, легированного бором, имея меньший показатель преломления, образует светотражающую оболочку.

Важнейшей характеристикой световодов являются потери пропускания, представляющие собой затухание светового сигнала (дБ/км) $B = (1/l) 10 \lg (P_{\text{вх}}/P_{\text{вых}})$, где $P_{\text{вх}}$, $P_{\text{вых}}$ — мощности сигнала в световоде длиной 1 км у входного и выходного торцов соответственно; B может составлять от 0,5 до 10—100 дБ/км. Потери связаны с действием абсорбции (поглощение света) и рассеяния из-за посторонних примесей (особенно вредны металлы группы "медь-хром").

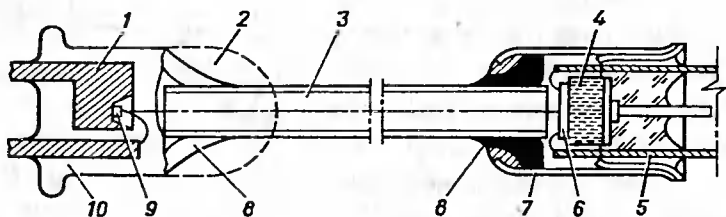


Рис. 4.41. Схема соединения излучателя и фотоприемника с оптическим волокном: 1 — отражатель; 2 — удаленная часть корпуса светодиода; 3 — световод; 4 — изолирующая керамическая прокладка; 5 — выводы фотодиода; 6 — фоточувствительный кристалл; 7 — корпус фотодиода; 8 — эпоксидная смола; 9 — излучающий кристалл; 10 — корпус светодиода

Элементную базу ВОЛС составляют: волоконно-оптические кабели, излучатели и фотоприемники, модуляторы оптического измерения, оптические усилители, оптические разъемы (предназначенные для соединения-разъединения волоконно-оптических кабелей), оптические разветвители, устройства ввода световой энергии в кабели, оконечные устройства усиления, прочие устройства.

Бурное развитие техники ВОЛС показывает, что к началу XXI в. волоконно-оптические линии займут доминирующее положение среди остальных средств связи. Их применение решает две важные проблемы: повышение пропускной способности магистральных линий до 1—3 Гбит/с и доведение числа пространственно разделенных каналов в быстродействующих коротких линиях связи до 10^2 — 10^3 .

4.9. ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ МОДУЛИ (ИТМ)

Новый класс электронных приборов представляют модули, в которых объединены силовые транзисторы со схемами программного управления, защиты и диагностирования преобразовательной схемы [2]. При этом значительно повышается надежность системы, достигаются гибкость применения и высокие энергетические показатели. Такие модули условно можно отнести к *интеллектуальным* (ИТМ).

Один модуль ИТМ заменяет до нескольких десятков дискретных силовых полупроводниковых приборов. Это позволяет в несколько раз сократить объем преобразователя.

Модули ИТМ можно разделить на монолитные, выполненные на одном кристалле, и гибридные, размещенные в одном корпусе. Монолитные ИТМ изготавливаются на небольшие мощности (до единиц киловатт) и широко используются в электронике автомобилей, во вторичных источниках питания, электронных ключах, полупроводниковых реле, пускорегулирующей аппаратуре люминесцентных ламп, электроприводе станков, роботов, в бытовой технике, периферийном оборудовании ЭВМ. Гибридные ИТМ используются в установках средней мощности (до сотни киловатт). Совершенствование производства, вероятнее всего, позволит поднять мощность ИТМ в 10 раз.

В ИТМ используются в основном биполярные транзисторы с полевым управлением (JGBT). Возможно применение других современных СПП (MOSFET-транзисторов, MOS-GTO-тиристоров). В модулях используются бескорпусные и безвыводные приборы, предназначенные для монтажа на поверхность. Уровень изоляции элементов ИТМ достигает 1,5—2,5 кВ и обеспечивается благодаря применению высокопрочной тонкопленочной керамики.

В структуру ИТМ закладываются различные интеллектуальные устройства защиты от токов короткого замыкания, системы диагностирования, обеспечивающие защиту от исчезновения управляющего

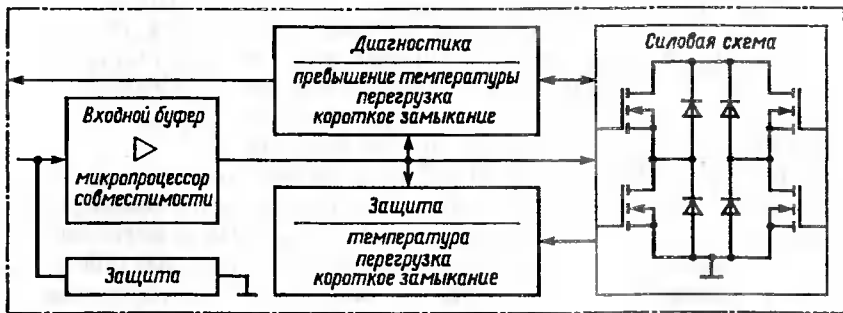


Рис. 4.42. Структурная схема интеллектуального модуля на полевых транзисторах, включенных по схеме полного моста

сигнала, одновременной проводимости в противоположных плечах силовой схемы, исчезновения напряжения источника питания и других аварийных явлений. Диагностирование одновременно обеспечивает идентификацию нарушения нормальной работы преобразователя. В структуре ИТМ предусматривается в ряде случаев система управления с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и однокристалльная ЭВМ. Во многих ИТМ имеется схема активного фильтра для коррекции коэффициента мощности (увеличение до 0,95) и уменьшение содержания высших гармонических в питающей сети.

Среди ИТМ наиболее широко используются однофазные мостовые и полумостовые схемы (рис. 4.42), переключатели (контроллеры), активные фильтры, линейные регуляторы (рис. 4.43).

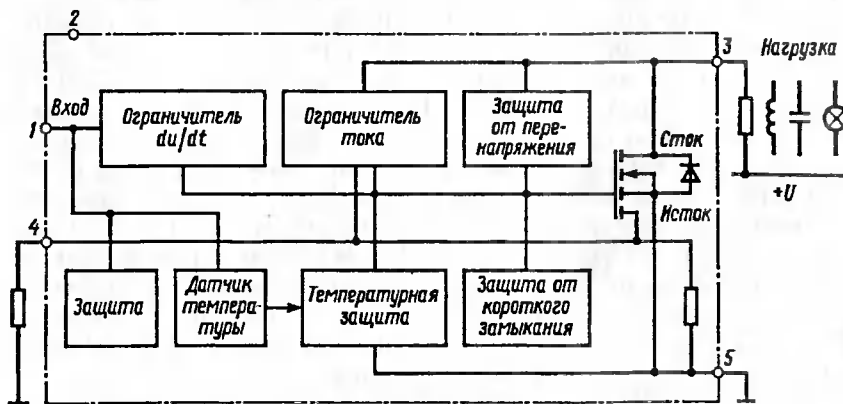


Рис. 4.43. Структурная схема интеллектуального модуля регулятора тока на транзисторе

Интеллектуальные транзисторные модули представляют собой перспективное направление электроники. В зарубежной практике новые устройства с интеллектом положили начало целому семейству типовых электронных блоков, известных под названием Smart-разумный, интеллектуальный, гибкий, программируемый. Это направление обеспечено возможностью включения новой элементной базы транзисторной электроники в открытые компьютерные системы. Оно отвечает требованиям европейских и мировых стандартов.

5. ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И АППАРАТЫ

5.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ

Электрификация и преобразование электрической энергии. Необходимые темпы поступательного развития всех отраслей промышленности и транспорта поддерживаются благодаря научнотехническому прогрессу (НТП) как процессу широкого внедрения современных орудий производства и эффективных технологий, постоянного их совершенствования на основе новейших достижений науки и техники. Энергетика, электрификация, автоматизация и компьютеризация являются важнейшими направлениями НТП. Электрическая энергия, сочетающая в себе уникальные свойства (высокую концентрацию мощности при ее производстве и способность безграничного деления при потреблении; плавность регулирования по заданному алгоритму конкретного технологического процесса; гибкость применения во всех видах механизации, автоматизации, компьютеризации труда; экологичность; высокую эффективность), служит движущей силой в осуществлении достижений НТП на железнодорожном транспорте.

Электрификация транспорта особенно эффективна в нашей стране ввиду огромной протяженности коммуникаций. Основными составляющими этой эффективности являются: использование относительно недорогой электроэнергии, вырабатываемой на крупных тепловых, гидравлических и атомных электростанциях; применение электроподвижного состава (электровозов и электропоездов), обладающего высокими тягово-энергетическими показателями по сравнению с другими видами тяги; снижение себестоимости перевозок на 10—15%; применение рекуперативного торможения с возвратом энергии в питающую систему в среднем до 10% расхода на тягу; повышение эксплуатационной надежности; улучшение уровня обслуживания пассажирских перевозок.

Россия имеет самую большую протяженность электрифицированных железных дорог в мире — 40 тыс. км, что составляет 45% протяженности железнодорожных магистралей страны или 18,6% электрифицированных дорог мира. На них выполняется 75% общего

объема железнодорожных перевозок России. Железнодорожный транспорт потребляет примерно 5,5 % всей вырабатываемой электроэнергии в стране.

Электрическая энергия на электростанциях вырабатывается в виде энергии трехфазного тока промышленной частоты (50 Гц). Среди промышленных потребителей электроэнергии примерно 30 % являются потребителями постоянного тока (электрохимические и электрометаллургические установки, гальванические ванны, электропривод постоянного тока). В дальних передачах электрической энергии в энергосистемах используются линии электропередачи постоянного тока напряжением до 1000 кВ и выше. В таких передачах на передающей стороне трехфазный ток преобразуется в постоянный, а на приемной стороне — постоянный ток в трехфазный переменный ток.

В современных промышленных электроприводах переменного тока используются регулируемые по частоте вращения асинхронные двигатели, для которых требуется трехфазный переменный ток, регулируемый по частоте и напряжению.

На электрифицированном магистральном и городском рельсовом транспорте, на электровозах, электропоездах и в трамваях используется тяговый электропривод постоянного тока с коллекторным двигателем. В системах постоянного тока трехфазный ток промышленной частоты преобразуется на тяговых подстанциях в постоянный ток. Для плавного регулирования напряжения тяговых двигателей на электроподвижном составе применяются различные способы преобразования постоянного тока одного напряжения в постоянный ток другого напряжения. В режиме рекуперативного торможения избыточная энергия, не потребленная электроподвижным составом в тяговом режиме, на тяговых подстанциях преобразуется в трехфазный ток промышленной частоты и возвращается в питающую систему.

В системах переменного тока промышленной частоты на электроподвижном составе осуществляется преобразование однофазного тока в постоянный ток и плавное регулирование напряжения на коллекторах тяговых двигателей. В режиме рекуперативного торможения требуется обратное преобразование энергии постоянного тока, вырабатываемой двигателями, находящимися в генераторном режиме, в энергию однофазного переменного тока, возвращаемую в тяговую сеть.

В связи с этим на тяговых подстанциях и на самом электроподвижном составе требуется комплекс преобразователей электроэнергии.

Созданы совершенные виды электроподвижного состава с бесколлекторными тяговыми двигателями трехфазного тока — асинхронными и синхронными — более надежными, экономичными и мощными. Для плавного регулирования скорости электроподвижного состава разработаны электронные комплексы преобразователей электрической энергии (преобразователи частоты и числа фаз). Такие преобразователи обеспечивают питание асинхронных и синхронных двигателей трехфазным током с плавным регулированием частоты от долей

герца до сотен герц и необходимое изменение напряжения при питании от контактной сети постоянного тока и сети однофазного переменного тока.

Развитие высокоскоростного движения до 300—350 км/ч стало реальным только благодаря электрификации и созданию электропоездов с новым типом бесколлекторного тягового электропривода и современными преобразователями электроэнергии. Рекорд скорости рельсового транспорта, составляющий 515,3 км/ч, установлен высокоскоростным электропоездом TGV во Франции в мае 1990 г. К 2000 г. в Европе планируется иметь сеть высокоскоростного движения протяженностью 10000 км. В России планируется построить высокоскоростную магистраль Санкт-Петербург — Москва.

В Германии разработана и реализована на полигоне транспортная система "Трансрапид" на магнитной подушке с линейным синхронным двигателем трехфазного тока. Развернутый в плоскость статор двигателя укладывается в путевую структуру. К обмотке статора по кабельным линиям от тяговых преобразовательных подстанций с тиристорными преобразователями частоты подводится трехфазный ток, регулируемый по частоте и напряжению. К 2004 г. планируется строительство новой высокоскоростной линии "Трансрапид" между Гамбургом и Берлином со скоростью движения до 500 км/ч.

Таким образом, совершенные технологии преобразования энергии являются основным условием создания электрифицированных магистралей и городского транспорта.

Классификация преобразователей электроэнергии (рис. 5.1). Устройства преобразования электроэнергии делятся на электромагнитные и электронные. Благодаря экономичности и высокой надежности

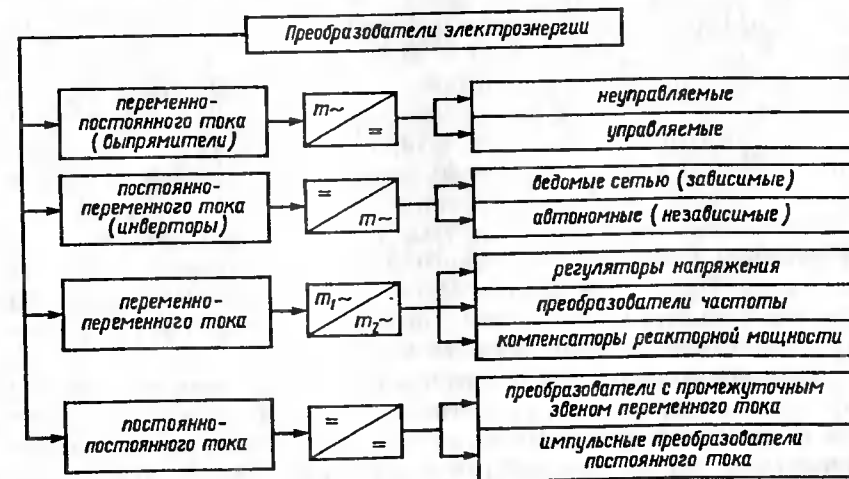


Рис. 5.1. Структурная схема классификации преобразователей электроэнергии

преимущественное применение в современной преобразовательной технике находят электронные преобразователи, построенные на основе диодов, тиристоров и силовых транзисторов. Такие преобразователи получили название полупроводниковых преобразователей электрической энергии.

Электронные аппараты. Аппараты представляют собой новый вид электронных устройств различного назначения: тиристорные выключатели переменного и постоянного тока, разрядники, защитные устройства и другие бесконтактные аппараты. Переход от контактной аппаратуры к бесконтактным электронным устройствам позволяет повысить надежность работы, сократить эксплуатационные расходы, уменьшить материалоемкость и размеры аппаратуры.

Электронные преобразователи и аппараты разрабатываются на основе современных полупроводниковых приборов, оптоэлектронных и других электронных средств. Их работа характеризуется сложными электромагнитными процессами. Поэтому разработка, проектирование и техническое обслуживание таких устройств требуют специальных методов, квалифицированного научного и инженерного труда.

5.2. ПОНЯТИЕ О ПРОЕКТИРОВАНИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Задачи проектирования силовых цепей преобразователей. Проектирование — это процесс составления описания еще не существующего преобразователя, который должен функционировать в заданных условиях. Описание преобразователя формируется на основе заданного первичного описания в виде технического задания и оптимизации его характеристик, а также дальнейшего представления результатов на различных языках. Процесс проектирования состоит из ряда проектных процедур, каждая из которых заканчивается проектным решением, т.е. описанием объекта проектирования или его отдельного элемента. Часть проектной процедуры, имеющей неизменный алгоритм в процессе получения проектного решения, составляет проектную операцию. Проектные решения оформляются проектными документами, совокупность которых в текстовой и графической форме образует проект нового преобразователя.

Разработка электронных преобразователей с высоким качеством преобразования энергии, улучшенными массогабаритными показателями невозможна без применения новых методов и средств проектирования. С учетом повышенных требований к устройствам силовой преобразовательной техники и качеству их проектирования за последнее десятилетие создана система автоматизированного проектирования (САПР) электронных преобразователей [1].

Система проектирования сложных электронных преобразователей электроэнергии включает в себя информационную подсистему, подсистемы поиска решения технической задачи, инженерного анализа, ведения и изготовления документации. Такая структура обеспечивает выполнение законченных проектных процедур с получением необходимых проектных документов.

Информационная подсистема выполняет задачи сбора, обработки, хранения и выдачи необходимой для процесса проектирования информации. Подсистема поиска решений технической задачи включает в себя нахождение решения поставленной в техническом задании задачи среди известных схемных решений и в результате синтеза новых оригинальных схемных решений. Подсистема инженерного анализа обеспечивает решение задачи оптимизации характеристик преобразования с использованием методов макетирования и математического моделирования. Подсистема ведения и изготовления документации предназначена для получения проектных документов: электрических принципиальных схем, перечней элементов, технических описаний и т.д., необходимых для создания проектируемого преобразователя.

Этапы проектирования. В процессе разработки преобразователя выделяют этапы системотехнического (структурного), схемотехнического, конструкторского, технологического проектирования. В ходе разработки эти этапы выполняют несколько раз с различной степенью их детальной проработки, решая проблему выбора оптимального варианта. Процесс оптимизации лежит в основе инженерной деятельности, состоящей в проектировании новых, более эффективных и менее дорогостоящих вариантов и разработке методов повышения надежности функционирования существующих преобразователей.

При проектировании преобразователя с использованием теории оптимизации необходимо установить границы конкретного решения, подлежащего оптимизации, выявить критерий или несколько критериев оптимальности, выбрать внутренние переменные параметры, на основе которых сравнить варианты, построить математическую модель, отражающую связь между переменными параметрами, выбрать метод оптимизации и решить поставленную задачу. В этой работе сокращение доли труда проектировщика и высвобождение его рабочего времени для решения творческих задач достигается автоматизацией проектирования.

На этапе системотехнического (структурного) проектирования определяют структуру проектируемого преобразователя на уровне функциональных схем. В этом случае предварительный отбор нескольких схем из всех возможных может выполнить ЭВМ, а окончательный выбор схемы должен сделать проектировщик.

На этапе схемотехнического проектирования выполняют приближенный расчет выбранных или синтезированных схем, выбор элементной базы, анализ электромагнитных процессов в переходных и установившихся режимах, оптимизацию схем по заданным критериям. Творческая задача на этом этапе — принятие решений по результатам расчетов. Остальные задачи должны решаться на ЭВМ.

- Приближенные расчеты отдельных схем выполняют по хорошо отработанным инженерным методикам. Более сложная задача — анализ электромагнитных процессов — решается на этом этапе при характерном для преобразователей ключевом режиме работы диодов, тиристоров, силовых транзисторов. При этом ввиду больших затрат на реальное макетирование или физическое моделирование большое значение имеют методы вычислительного эксперимента. Расчет параметров и характеристик элементов, схем, систем является ядром проектирования, основанным на конкретной программной реализации.

На этапе конструкторского и технологического проектирования решаются задачи конструктивных и технологических решений и выпуска соответствующей документации с учетом технологических возможностей предприятия или отрасли. Создание конструкции преобразователя — трудноформализуемый творческий процесс, в котором большое значение имеет личный опыт и интуиция проектировщика.

5.3. МЕТОДЫ РАСЧЕТА И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИЛОВЫХ ЦЕПЯХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Аналитические, численные и численно-аналитические методы расчета. Силовые схемы электронных преобразователей представляют собой электрические цепи с переменной структурой, изменяющейся в процессе функционирования вследствие циклического переключения СПП и изменения контуров с токами. В преобразователях с переменной структурой наиболее часто используют аналитические, численные и численно-аналитические методы расчета процессов.

В аналитических методах силовые цепи преобразователей с переменной структурой и известными моментами переключения (коммутации) СПП описываются линейными дифференциальными уравнениями, порядок и значения коэффициентов которых могут изменяться в моменты коммутации.

Общим методом расчета процессов в таких преобразователях является метод разностных уравнений. Он предполагает двухэтапное составление единых уравнений для переходного и установившегося режимов: на первом этапе находят уравнения процессов без определения начальных условий для отдельных интервалов периода работы, а на втором — формируют систему разностных уравнений, из решения которой определяют единые уравнения процессов. В этом методе в

наиболее завершенном виде используется алгоритм, основанный на использовании теории графов и матриц для составления и решения разностных уравнений.

Если моменты переключения СПП заранее неизвестны (например, для выпрямителей), то найти при определенных допущениях аналитическое решение задачи расчета можно обобщенным методом анализа процессов в преобразователях [14].

Аналитические методы сопряжены с выполнением трудоемких матричных преобразований, большим объемом вычислений при нахождении корней характеристических полиномов. Поэтому при использовании ЭВМ чаще используют численные методы.

Численные методы расчета электромагнитных процессов в силовых цепях преобразователей ориентированы на применение ЭВМ, поэтому их представляют в виде последовательности ряда законченных этапов. Одним из основных этапов является формирование уравнений схемы преобразователя и их решение.

Применение математических моделей СПП позволяет выполнить формирование системы уравнений схемы 1 раз, а затем только изменять коэффициенты этой системы при коммутациях, что требует небольших вычислительных затрат. Затруднение вызывают сильно отличающиеся по своему значению сопротивления СПП в открытом и закрытом состояниях, что приводит к большому разбросу постоянных времени (жесткости) системы дифференциальных уравнений, поэтому требуются значительные вычислительные ресурсы. Выходом из затруднения при расчете является использование S -модели СПП, "обходящей" проблему жесткости системы дифференциальных уравнений. При замене СПП S -моделью (идеальный ключ) формирование системы уравнений происходит после каждой коммутации. Это сокращает требуемый вычислительный ресурс. Формирование системы уравнений определяется выбором независимых переменных. Выбор в качестве независимых переменных токов обуславливает формирование методов контурных токов. Если независимыми принимаются потенциалы, то используют метод узловых потенциалов. Однако оба метода не дают хороших результатов. Поэтому при формировании системы уравнений более применим метод переменных состояния, обеспечивающий получение уравнений в гибридном координатном базисе. При описании используют дифференциальные уравнения и связанные с ними алгебраические уравнения. Для контроля состояний СПП в процессе расчета необходимо определять токи открытых и напряжения закрытых СПП, что приводит к расширению базиса переменных. В этом случае систему уравнений формируют в полном координатном базисе, содержащем токи и напряжения всех элементов цепи, а затем ее разделяют на систему дифференциальных уравнений относительно токов и систему алгебраических уравнений относительно напряжений.

Для решения уравнений применяют численные методы интегрирования дифференциальных уравнений (чаще всего метод Рунге—Кутты) и методы решения алгебраических уравнений.

Преимуществом аналитических методов является возможность получения результата без расчета предшествующего переходного процесса. Достоинством численных методов является простота исследования схем высокого порядка. Но расчет можно завершить только после вычисления предшествующего переходного процесса. Так как основной объем вычислений в численных методах приходится на расчет всех периодов переходного процесса, а в аналитических — на решение систем уравнений состояния одного периода, то, очевидно, целесообразно совместить указанные методы таким образом, чтобы трудоемкость расчета установившихся процессов уменьшилась. Совмещение элементов аналитических и численных методов лежит в основе численно-аналитических методов расчета процессов в преобразователях.

Модели компонентов силовых цепей преобразователей. Одной из основных задач расчета и проектирования преобразователей является адекватное описание процессов в силовых цепях при использовании кусочно-линейных моделей элементов. Широко используют линейные модели сопротивлений, дросселей, конденсаторов. Для учета частотных свойств дросселей и конденсаторов применяют соответствующие эквивалентные RLC -схемы. Если же элементы нелинейные и учет этих нелинейностей принципиально необходим, то используют кусочно-линейные модели. Этот метод часто используется для моделирования СПП.

Среди известных нелинейных моделей СПП используются физические и функциональные модели. К наиболее точным моделям относятся модели Эберса-Молла, Агаханяна, Линвилла и др. Эффективность их применения зависит от типа решаемых задач и вида исследуемых процессов в преобразователях. При расчете электромагнитных процессов в цепях нагрузки преобразователей, коммутационных контурах и других силовых цепях достаточно воспользоваться более простыми моделями СПП, позволяющими при достаточной точности существенно уменьшить объем вычислений. К таким функциональным моделям относятся кусочно-линейные, обеспечивающие замену реальной ВАХ СПП ее кусочно-линейной аппроксимацией. Наибольшее распространение среди них имеют модели на основе аппроксимации ВАХ двумя отрезками прямой, которые получили название *ключевых* моделей или S -моделей [1]. Ключевые модели отражают функционирование СПП как ключа с двумя состояниями (замкнут, разомкнут), переход между которыми осуществляется мгновенно. Такой ключ, сопротивление которого равно нулю в замкнутом состоянии и бесконечности в разомкнутом состоянии, называется *идеальным* ключом.

Рассмотренные ниже методы расчетов ориентированы на применение ключевых моделей СПП.

Модели цепей преобразователей, содержащих СПП. Силовые полупроводниковые приборы, представленные в виде ключевых моделей, на основе теории автоматов предложено [5] заменить эквивалентными комбинационными автоматами, служащими для преобразования информации о состоянии СПП в двоичном структурном алфавите (0 — ключ разомкнут, 1 — ключ замкнут). Полупроводниковые преобразователи без накопителей энергии в силовых цепях, представляющие собой заданную композицию конечных автоматов, можно моделировать в виде комбинационной схемы (рис. 5.2, а).

Состояние комбинационной схемы Z_i определяется набором значений входных функций состояния СПП F_{rj} , F_{oj} , например, главных тиристоров и обратных диодов автономного инвертора напряжения (см. гл. 9), и оценивается значениями функций выхода $Y_{r,s}$ схемы преобразователя. Анализ комбинационной схемы преобразователя, например, трехфазного автономного инвертора напряжения, показывает, что в нормально функционирующем инверторе имеются 72 набора (сочетания) значений функций для шести тиристоров F_{rj} и шести диодов F_{oj} , которым соответствуют 13 различных состояний схемы. Каждому состоянию схемы соответствует вполне определенное значение функций выходных напряжений $Y_{r,s} \{Y_{ab}, Y_{bc}, Y_{ca}\}$. В некотором структурном алфавите Φ , включающем в себя в рассматриваемом

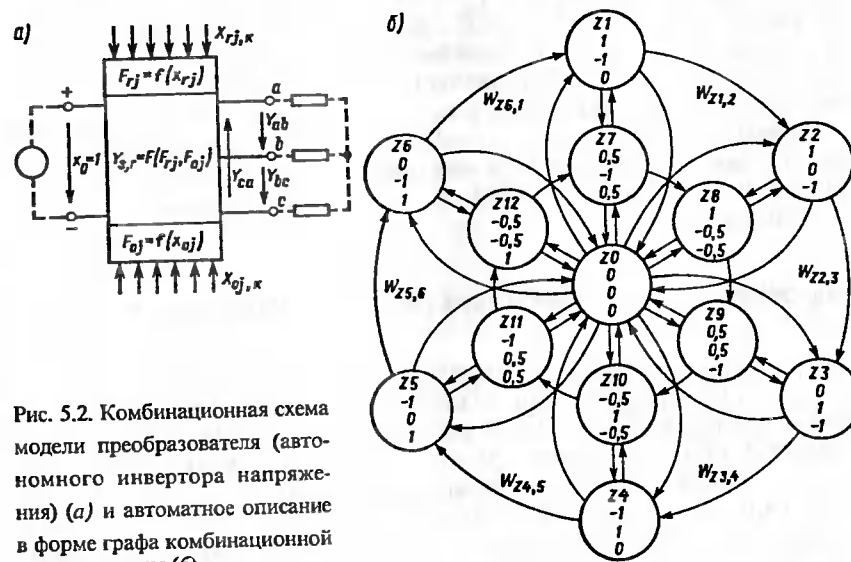


Рис. 5.2. Комбинационная схема модели преобразователя (автономного инвертора напряжения) (а) и автоматное описание в форме графа комбинационной схемы (б)

примере символы $\{0; 0,5; 1; -1; -0,5\}$, это позволяет задать функционирование преобразователей в рамках теории комбинационных схем автоматными описаниями.

На рис. 5.2, б представлен пример автоматного описания комбинационной схемы автономного инвертора напряжения в форме граф-схемы. Вершина графа соответствует состояниям схемы, а дуги — функциям перехода $W_{zk,j}$ схемы из предыдущего состояния k в последующее состояние j . В случае простого алгоритма переключения тиристоров и диодов трехфазного инвертора одновременно замкнуты СПП трех плеч силовой схемы, поэтому $Y_{r,s} \in [0, -1, 1]$ и набор возможных состояний $Z_1—Z_6$, что соответствует переходу от состояния к состоянию по наружным дугам графа. При более сложных алгоритмах многократного переключения СПП на одном периоде возможны другие состояния схемы (Z_7, Z_{12}, Z_{13}) и траектории переходов.

Функция перехода комбинационной схемы для простого алгоритма, когда возможные состояния включают в себя $Z_1—Z_6$ с переходами по наружным дугам графа, имеет вид

$$W_{zk,j} = (F_{r(j-1)} F_{r(j-2)} + F_{0(j-1)} F_{0(j-2)}) (F_{rj} + F_{0j}) + F_{0(j-1)} F_{0j} F_{r(j-2)} + F_{r(j-1)} F_{rj} F_{0(j-2)}, \quad (5.1)$$

где j — число, соответствующее номеру интервала длительностью $\pi/3$ на рассматриваемом периоде и обегаящее кольцевую последовательность чисел 1, 2, 3, 4, 5, 6; $k = j-1$.

В зависимости от заданной частоты переключений СПП в схеме, значений токов в цепях нагрузок $i_{a,b,c}$ и времени t находятся значения переключательных функций F_{rj} и F_{0j} для заданного алгоритма их переключений. По их значениям с помощью функции перехода схемы W_z определяется состояние комбинационной схемы Z_p , которому ставится в соответствие набор значений выходных переменных $Y_{r,s}$ (на графе рис. 5.2, б проставлены в кружках вершин). Такое представление схемы преобразователя позволяет создавать математические модели сложных систем тягового электропривода и выполнять вычислительные эксперименты на ЭВМ, что существенно сокращает затраты на исследование.

5.4. ОБОСНОВАНИЕ И ВЫБОР ТИПА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

В силовой электронике наиболее распространены: диоды низкочастотные, быстросовстанивающиеся, с повышенным быстродействием, лавинные, диоды Шоттки; тиристоры — незапираемые (Th), быстродействующие, асимметричные, тиристоры-диоды, запираемые тиристоры (GTO), фототиристоры; силовые биполярные транзисторы (BJT); силовые полевые МОП-транзисторы (MOSFET); биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT); силовые полевые приборы с $p-n$ -переходом (SIT-транзисторы, SITh-тиристоры); запираемые тиристоры с полевым управлением (MCT, MOSGTO).

Наряду с производством дискретных силовых полупроводниковых приборов ведущими фирмами освоен выпуск силовых полупроводниковых модулей. В разработках силовых полупроводниковых модулей используются все типы СПП.

Новым классом элементной базы силовой электроники являются интеллектуальные силовые схемы, объединяющие в одном модуле силовые приборы с устройствами управления, защиты, контроля и диагностирования.

Силовые полупроводниковые приборы и модули производятся примерно в 150 фирмах мира. Номенклатура изделий фирм достигает нескольких тысяч, а диапазон по основным параметрам охватывает от 10 до 4500 А по току, от 100 до 8000 В по напряжению и от десятков герц до 1 МГц по частоте.

Наибольших успехов в создании современных силовых полупроводниковых приборов достигли японские фирмы Toshiba, Mitsubishi, Hitachi, Fuji. Среди европейских фирм ведущими являются Marconi (Англия), AEG, ABB (Германия), Thomson (Франция), Ansaldo (Италия), SKD (Чехия), International Rectifier (Европа). В США большое количество силовых полупроводниковых приборов выпускают фирмы Westinghouse и Motorola. В странах СНГ современную продукцию силовой электроники производит АО "Электровыпрямитель" (Саранск, РФ) и НПО "Преобразователь" (Запорожье, Украина).

Диапазоны напряжения следующие: для IGBT — 100+2500 В; для MOS — до 1000 В; для GTO — 2500+5000 В; для Th — 5000+10000 В.

Элементная база для построения силовой схемы преобразователя выбирается с учетом затрат на систему управления преобразователями. Логическая часть системы управления зависит от типа и мощности СПП, применяемых в силовой схеме. Исполнительные же устройства системы управления — узлы формирования траектории рабочей точки (ФТРТ) силовых приборов, непосредственно связаны с характеристиками и параметрами СПП. В табл. 5.1 приведены сравнительные данные для управляемых СПП [30, 33].

Необходимость увеличения токов устройств ФТРТ обуславливает завышение их мощности. С учетом необходимости потенциальной развязки между узлами ФТРТ добавляются определенные сложности в создании источников их питания.

Существенно меньшие мощности требуются для цепей ФТРТ МОП- и IGBT-транзисторов, так как их управление является зарядовым (потенциальным), а не токовым. При разработке преобразователей мощностью до 10 кВт с учетом этих показателей предпочтительными оказываются IGBT-транзисторы, а для мощностей 50 кВт — GTO-тиристоры. Высоковольтные преобразователи мощностью более 1000 кВт, как правило, разрабатываются на обычных незапираемых тиристорах и GTO-тиристорах.

Таблица 5.1

Тип СПП	Типовые напряжение, В/ток, А	Коммутируемая мощность, кВт	Диаграмма напряжения и тока управления	Мощность управления, Вт, при частоте		Отношение мощностей управления и коммутирующей, %, при частоте	
GTO	1200/600	180		60, 50 Гц	90, 1 кГц	0,03, 50 Гц	0,05, 1 кГц
IGBT	800/100	40		39, 1 кГц	52, 3 кГц	0,1, 1 кГц	0,13, 3 кГц
IGBT	600/25	7		1,6, 5 кГц	1,8, 20 кГц	0,007, 5 кГц	0,008, 20 кГц
MOSFET	500/20	5		2,7, 20 кГц	3,9, 50 кГц	0,05, 20 кГц	0,08, 50 кГц
SIT	600/20	6		21, 50 кГц	60, 200 кГц	0,35, 50 кГц	1,0, 200 кГц

Использование GTO-тириستоров в качестве ключей обуславливает создание устройств ФРТ с силовыми транзисторами, так как типовое значение коэффициента усиления при выключении $G = 4+5$. Кроме того, на всем интервале включенного состояния необходимо подавать в цепь управления поддерживающий ток, а на интервале выключенного состояния поддерживать отрицательное смещение на управляющем электроде.

Примерно такие же требования предъявляют к цепям ФРТ для биполярных транзисторов, для которых коэффициент усиления не превышает 10.

5.5 РАСЧЕТ ГРУППОВОГО СОЕДИНЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Для повышения экономичности и надежности предпочтительно применение одного СПП в одном плече схемы преобразователя. При невозможности такого решения из-за отсутствия СПП требуемых значений предельного тока и класса выполняется расчет числа параллельных a и последовательных s приборов в одном плече (см. п. 3.6).

Расчет числа параллельных приборов. Число параллельных СПП в плече в общем случае определяется из соотношения

$$a = \frac{k_H I_{\max}}{I_{FAV_{\max}}(TAV)_{\max}}, \quad (5.2)$$

где k_H — коэффициент использования приборов по току в зависимости от длительности перегрузки; I_{\max} — средний ток плеча преобразователя в режиме заданной нагрузки, А; $I_{FAV_{\max}}(TAV)_{\max}$ — предельный ток диода (тиристора) с конкретными типом охладителя и условиями охлаждения, А.

Так как СПП имеют низкую перегрузочную способность, то при расчете необходимо отдельно рассмотреть следующие режимы работы преобразователя: режим длительной нагрузки преобразователя, режим рабочей нагрузки в течение заданного временного интервала и режим аварийной перегрузки в течение интервала времени срабатывания защиты.

В расчете определяется a для всех режимов нагрузки и перегрузки, принимается наибольшее из них и округляется до большего целого числа, если дробная часть превышает 0,1.

Коэффициент использования учитывает физические процессы при нагревании структуры СПП токами при различной длительности рассматриваемого режима:

$$k_H = \frac{k_{\text{пер}} k_T}{k_a}, \quad (5.3)$$

где $k_{\text{пер}}$ — коэффициент перегрузки в кратковременном режиме; k_T — коэффициент, учитывающий снижение предельного тока из-за повышенной температуры охлаждающей среды. Если специально не оговаривать условие охлаждения, то $k_T = 1,0$; k_a — коэффициент неравномерности распределения тока в параллельных ветвях.

Коэффициент перегрузки $k_{пер} = I_{F(0V)} / I_{FAVmax}$, где $I_{F(0V)}$ — среднее значение тока перегрузки. В режиме длительной нагрузки $k_{пер} = 1$.

Коэффициент неравномерности распределения тока в параллельных ветвях $k_a = I_{Fmax} / I_{Fcp}$, где I_{Fmax} , I_{Fcp} — соответственно среднее значение максимально загруженного СПП и средняя нагрузка параллельных приборов. При проектировании допускают неравномерность распределения тока, составляющую 10 %, что соответствует $k_a = 1,1$.

Для определения предельного тока прибора с конкретным типом охладителя по справочным источникам выбирается тип охладителя. Определяется для заданных климатических условий максимальная температура охлаждающей среды T_a . Затем рассчитывается предельный ток по формуле нагрузочной способности, приведенной в табл. 3.5.

Режим рабочей перегрузки для полупроводниковых приборов учитывается, если длительность перегрузки не превышает 100 с. В этом режиме ток перегрузки определяется по выражению (3.51).

Если длительность рабочей перегрузки более 100 с, то следует пользоваться формулами для режима длительной нагрузки.

В режиме аварийной перегрузки при коротком замыкании и времени перегрузки до 10 мс (один полупериод при частоте 50 Гц) ток перегрузки определяется по формуле (3.50).

Число последовательных СПП определяется из соотношения

$$s = k_s k_{кп} \frac{U_{bmax}}{U_{RSM}}, \quad (5.4)$$

где k_s — коэффициент неравномерности распределения напряжения, допускается $k_s = 1,1$; $k_{кп}$ — кратность перенапряжений, согласно [24, 31], для тяговых преобразователей принимаются равным 1,7—1,8; U_{bmax} — максимальное обратное напряжение на плече преобразователя в нормальном режиме; U_{RSM} — неповторяющееся напряжение.

Для обоснованного повышения надежности в ряде случаев к полученному значению s добавляют один СПП и округляют в большую сторону до целого числа. В групповом соединении a параллельных и s последовательных СПП в одном плече преобразователя из-за разброса их параметров применяют меры выравнивания тока в параллельных и напряжения в последовательных соединениях (см. рис. 3.20, 3.21).

Для равномерного деления тока используют подбор СПП по прямому импульсному напряжению или включение индуктивных делителей. Одновитковые индуктивные делители с магнитопроводом рассчитываются по формуле

$$q = \frac{\Delta U_{FM} H l_{\mu}}{4m^2 f \omega (B_1 - B_0) \Delta I}, \quad (5.5)$$

где q — сечение магнитопровода, м²; ΔU_{FM} — разбаланс прямого падения напряжения параллельных СПП, В; H_1 — напряженность для точки насыщения по кривой намагничивания, А; l_{μ} — средняя длина магнитной линии магнитопровода, м; m — скважность импульсов тока, для мостовой схемы $m = T\tau = 3,5$; f — частота импульсов тока, Гц; B_1 — индукция, соответствующая напряженности H_1 , Тл; B_0 — остаточная индукция стали сердечника, Тл; ΔI — допустимый разбаланс токов ($k_a = 1,1$), А.

Для равномерного деления напряжения применяются активные $R_{ш}$, емкостные C , смешанные RC - и RCD -цепи, включаемые параллельно СПП. Используются также вместо обычных СПП лавинные диоды и тиристоры, допускающие последовательное включение без специальных делителей.

Сопrotивление шунтирующих резисторов $R_{ш}$ принимается примерно в 5 раз меньше, чем максимальное сопротивление СПП в последовательной цепи, и рассчитывается [26, 27] по формуле

$$R_{ш} \leq \frac{sU - U_{max}}{(s-1) I_{Rmax}}, \quad (5.6)$$

где s — число последовательных приборов; U — наибольшее допустимое напряжение для одного СПП данного класса, В; U_{max} — наибольшее напряжение на плече из s последовательных приборов, В; I_{Rmax} — наибольший повторяющийся импульсный обратный ток СПП, А.

Мощность резистора

$$P_{ш} = \frac{U_{FRSM}^2}{R_{ш}}, \quad (5.7)$$

где U_{FRSM} — эффективное значение напряжения на этом резисторе.

Емкость шунтирующего конденсатора, обеспечивающего выравнивание напряжения в переходных режимах, определяется по формуле [26, 27], мкФ,

$$C \geq \frac{(s-1) \Delta Q_{rr}}{sU - U_{max}} 10^6, \quad (5.8)$$

где ΔQ_{rr} — наибольшее значение разброса по заряду восстановления в последовательной цепи СПП (в кулонах).

Рекомендуется принимать $\Delta Q_{rr} = Q_{rrmax} - Q_{rrmin} \approx Q_{rrmax}$ (максимальное значение заряда восстановления СПП данного типа).

Для тиристорных схем последовательно с конденсатором включается низкоомный резистор для ограничения тока разряда при открытии тиристора.

Параметры RC -цепи принимаются обычно при $C = 1 + 5$ мкФ и $R = 10 + 50$ Ом на один СПП, что обеспечивает при частоте 50 Гц общее сопротивление шунтирующей цепи примерно 600—3200 Ом. RC -цепи в установках 50 Гц обеспечивают выравнивание напряжения, прикладываемого к СПП в течение непроводящей части периода. В таких цепях можно применять только RC -цепи, отказавшись от $R_{ш}$ -цепей. Однако следует учитывать, что при подаче напряжения пониженной частоты или постоянного тока RC -цепи не обеспечивают равномерное деление прикладываемого напряжения.

Для тиристорных и силовых транзисторных чаще используются RCD -цепи (см. рис. 3.19, в).

Наиболее полно проблема распределения напряжения решается при применении СПП с лавинной вольт-амперной характеристикой. Благодаря лавинному пробоему одного из последовательных СПП наступает эффект самовыравнивания приложенного напряжения. Увеличивающееся напряжение прикладывается к другим, еще не достигшим процесса лавинообразования, приборам при ограниченном токе лавинного пробоя из-за того, что оставшиеся СПП не позволяют току нарастать.

Перспективно применение полупроводниковых ограничителей напряжения, выполненных на кремниевых полупроводниковых структурах с двумя встречно включенными p — n -переходами, обладающими лавинной ВАХ.

Рассмотрим примерный расчет выравнивающей цепи при последовательном соединении диодов.

Пример 5.1. В плече преобразователя соединены последовательно $s = 10$ диодов, каждый из которых допускает $U = 200$ В обратного напряжения. Наибольшее напряжение ветви $U_m = 1500$ В. Максимальный обратный ток диодов $I_{Rmax} = 10$ мА. Рассчитать необходимое сопротивление активного делителя напряжения и рассеиваемую мощность в дополнительных устройствах деления.

По формуле (5.5) находим

$$R_{ш} = \frac{sU - U_{max}}{(s-1)I_{Rmax}} = \frac{10 \cdot 200 - 1500}{(10-1)10 \cdot 10^{-3}} = 5,55 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Ближайшее наименьшее номинальное сопротивление резистора 4,7 кОм.

Мощность, выделяющаяся в одном резисторе, в наихудшем случае

$$P_{ш} = \frac{U_{FRSM}^2}{R_{ш}} = \frac{200^2}{4,7 \cdot 10^3} = 8,5 \text{ Вт}.$$

Ток, потребляемый от источника при приложении обратного напряжения $I = 200 / (4,7 \cdot 10^3) = 42,5 \cdot 10^{-3}$ А. Общая рассеиваемая мощность цепи из десяти диодов, шунтированных резисторами $R_{ш} = 4,7$ кОм, $P = U_{bmax} I = 1500 \cdot 42,5 \cdot 10^{-3} = 63,8$ Вт.

Основные конструктивные узлы силовых преобразователей. В состав преобразовательного агрегата входят: блоки силовых полупроводниковых приборов (см. прилож. б); блоки управления, защиты и сигнализации; трансформаторно-реакторное оборудование; конденсаторы; система охлаждения; силовые шины; каркас; коммутационная аппаратура. В некоторых видах преобразователей часть из этих узлов может отсутствовать.

Требования к конструкциям полупроводниковых преобразователей. Требования зависят от назначения и условий эксплуатации преобразовательных агрегатов. Но имеются общие требования, которым должны удовлетворять все агрегаты:

каждый узел и элемент преобразователя должен надежно работать в нормальном режиме и безотказно выполнять функции в непредусмотренных режимах, отличающихся от нормальных, а также восстанавливать работоспособность после отключения устройствами защиты в аварийных режимах;

в нормальном режиме температура токоведущих частей, изоляционных и конструкционных деталей не должна превышать значений, установленных для соответствующих материалов;

токоведущие детали должны выдерживать без остаточных деформаций термические и электродинамические перегрузки, возможные в процессе работы;

изоляция каждого элемента должна выдерживать возможные пере-напряжения с запасом, учитывающим ухудшение свойств изоляции из-за старения, загрязнения, увлажнения;

преобразовательный агрегат должен иметь высокую степень заводской готовности, быть выполненным в виде крупных блоков, требующих минимума монтажных и наладочных работ при установке на объекте;

конструкция каждого элемента преобразователя должна обеспечивать удобство и безопасность обслуживания и минимальные затраты на ремонт и наладку;

преобразователь должен иметь наименьшие размеры, массу и стоимость, конструкция должна быть технологичной, допускать автоматизацию производственных процессов при изготовлении и эксплуатации;

преобразовательный агрегат должен быть технически совершенным, экономически оправданным и эстетически выразительным.

Унификация узлов преобразовательных агрегатов. Под унификацией понимается рациональное сокращение числа типов, видов и размеров изделий одинакового функционального назначения. В ее основе лежит взаимозаменяемость, достигаемая благодаря стандарти-

зации размеров изделий, комплексности (с учетом возможности различных уровней унификации — цеховой, заводской, отраслевой и т.д.), нормализации конструкции в результате заимствования их из различных нормалей и государственных стандартов, построения размерно-параметрических рядов с возможностью определения оптимального количества унифицируемых параметров. Следует заметить, что унификация не всегда дает непосредственный экономический эффект, так как при ее проведении используется принцип избыточного запаса (прочности, емкости и т.д.). Это значит, что на изделия меньших типоразмеров устанавливаются детали и узлы большей прочности, чем это требуется по условиям работы. При серийном производстве преобразователей, как правило, унификация приносит общий экономический эффект.

Технологичность конструкции. Это понятие предусматривает конструирование, которое при соблюдении всех эксплуатационных качеств изделия (производительность, надежность, экономичность, удобство в обслуживании) обеспечивает минимальные трудоемкость изготовления, материалоемкость и себестоимость, а также возможность быстрого освоения серийного выпуска на базе применения современных высокопроизводительных методов изготовления деталей и сборки узлов.

При отработке конструкции на технологичность решают следующие задачи: обоснованный выбор компоновочной схемы конструкции; достижение простоты и целесообразности конструктивно-технологических решений деталей и узлов; построение изделия по блочно-узловому способу и разделение сложных узлов на части для возможности параллельной независимой сборки, пооперационного контроля и наладки; обеспечение селективной сборки на базе взаимозаменяемости деталей и узлов, унификации, нормализации и стандартизации деталей, узлов и комплектующей аппаратуры.

Технологичность конструкции оценивается рядом количественных показателей. Обобщающей характеристикой технологичности конструкции является ее стоимость.

Надежность полупроводниковых преобразователей и аппаратов. Надежность как главный показатель качества определяется безопасностью и ремонтпригодностью. Благодаря соответствующей надежности обеспечивается сохранение эксплуатационных показателей преобразователя в заданных пределах. *Отказом* называется событие, заключающееся в полной или частичной утрате работоспособности объекта.

Безотказность называется свойство объекта непрерывно сохранять работоспособность и нормально выполнять свои функции в пределах допусков в течение заданного времени в режимах, определенных техническими условиями. Количественно безотказность оценива-

ется длительностью или объемом бесперебойной работы, а также косвенными вероятностными показателями (интенсивностью отказов, наработкой на отказ и др.).

Долговечность — это свойство изделия длительно (с возможными перерывами на ремонт) сохранять работоспособность в любых рабочих режимах, оговоренных в технических условиях, до разрушения или другого предельного состояния; количественно характеризуется техническим ресурсом, измеряющимся продолжительностью периода от начала эксплуатации до изнашивания за вычетом времени ремонта.

Ремонтпригодность преобразователя характеризует приспособленность его конструкции к восстановлению исправного состояния и поддержанию заданного технического ресурса посредством предупреждения, обнаружения и устранения неисправности и отказов; количественно оценивается трудоемкостью восстановления работоспособности.

Надежность, как и другие параметры преобразователя, должна задаваться в технических заданиях на разработку. Чем выше требования к надежности, тем больше усилий и материальных затрат требуется для ее обеспечения. Поэтому уровень надежности определяется как компромисс между затратами и полученным эффектом. Надежность полупроводниковых преобразовательных агрегатов зависит от надежности комплектующих изделий (в основном силовых полупроводниковых приборов) и аппаратуры, качества схемы и конструкции основных элементов агрегата.

При конструировании преобразователей применяются следующие методы повышения надежности: применение надежных элементов, обеспечение нормального режима работы элементов, повышение технологичности изделия и его узлов, унификация элементов и узлов, повышение ремонтпригодности. Важнейшее значение имеет обеспечение температурного режима СПП. Особенно негативно на работу СПП влияет сочетание тяжелого температурного режима с циклическими изменениями нагрузки, так как СПП недостаточно устойчивы к циклическим изменениям температуры. Все комплектующие преобразовательного шкафа элементы делят на термически активные (выделяющие тепло при работе) и термически пассивные элементы (не рассеивающие тепло, но обычно очень чувствительные к температуре). Термически активные элементы (СПП, трансформаторы, анодные дроссели, мощные резисторы, токоограничивающие реакторы, индуктивные делители, силовые шины) устанавливаются в специальном отсеке шкафа, отгороженном от других элементов экранами или перегородками из теплоизолирующего материала, выносятся за пределы шкафа или крепятся на его крышке. При необходимости применения принудительного охлаждения охлаждающий воздух или жидкость направляется сначала через более холодные пассивные, а далее через нагретые активные элементы.

6.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Компоновка преобразовательных агрегатов. При компоновке важное значение имеют взаимное расположение основных элементов агрегата и взаимное расположение узлов каждого элемента. Различают моноблочную, функционально-узловую, совмещенную компоновки элементов в агрегате. При *моноблочной* компоновке трансформатор, силовая часть с СПП, коммутационная, сигнальная и защитная аппаратура размещаются в одном шкафу или в щите, представляющем собой единую конструкцию. Если основные элементы преобразовательного агрегата представляют функционально законченные изделия, каждое из которых оформлено в отдельное конструктивное целое, то компоновка осуществляется по *функционально-узловому* принципу. При этом агрегаты могут компоноваться с установкой основных элементов (преобразовательный трансформатор, шкаф силовых полупроводниковых приборов, шкаф распределительных устройств) вплотную друг к другу с механическим и электрическим сочленениями, обеспечивающими единый конструктивный комплекс, или монтироваться непосредственно на объекте применения преобразователя (в различных местах, предусмотренных для них). *Совмещенной* называется компоновка, при которой для уменьшения размеров и массы преобразовательный трансформатор и силовая часть с полупроводниковыми приборами оформляются в общий блок с общей системой охлаждения.

Для агрегатов малой мощности (до 25—40 кВт) оптимальным является моноблочный вариант. Агрегаты средней мощности (до 1000 кВт), как правило, имеют функционально-узловую компоновку в виде единого конструктивного комплекса. При больших мощностях полупроводниковые агрегаты монтируются по функционально-узловому способу с раздельной установкой основных элементов. Таким способом монтируются выпрямительные агрегаты тяговых подстанций, преобразователи электроподвижного состава.

При компоновке отдельных элементов важное значение имеет оформление в конструктивно законченный узел одного или нескольких СПП, установленных на охладителях и собранных по определенной схеме, аппаратуры защиты и управления приборами и шинных выводов. Такие узлы полупроводниковых преобразователей называют *силовыми блоками*. Различают силовые блоки СПП с естественным, принудительным воздушным и жидкостным охлаждением. Из отдельных унифицированных силовых блоков могут монтироваться преобразователи по различным схемам и рассчитываться на различные мощности. При этом силовые блоки должны обеспечивать: полную взаимозаменяемость, простоту, технологичность и целесообразность конструкции; равномерное деление тока; единую систему охлаждения; удобство сборки; простоту обслуживания; удобство контроля; массу не более 20—25 кг; максимальную унификацию и стандартизацию деталей; технологичность, эстетичность и минимальную стоимость конструкции.

Структурная схема выпрямителя. Выпрямитель (рис. 6.1) в общем случае представляет собой агрегат, состоящий из преобразовательного трансформатора 1, выпрямительной схемы (установки) 2, сглаживающего фильтра 3, устройств управления и защиты 4 и автоматического регулирования 5.

Выпрямительная установка выполняется на основе диодов и тиристоров, а в отдельных случаях на основе силовых транзисторов. Основное назначение выпрямителя заключается в преобразовании переменного тока в постоянный (пульсирующий выпрямленный) ток. Дополнительной функцией выпрямителя может быть регулирование напряжения на выходе в результате изменения напряжения на входе выпрямительной установки или угла открытого состояния полупроводниковых приборов. Такие выпрямители называются *управляемыми*. Неуправляемые выпрямители не имеют устройств для регулирования напряжения трансформатора, а выпрямительные установки таких выпрямителей выполняются на диодах. В управляемых выпрямителях регулировать напряжение можно, переключая витки преобразовательного трансформатора или применяя управляемую выпрямительную установку на тиристорах или транзисторах. Выпрямители с управляемой выпрямительной установкой являются обрабатываемыми и могут работать в инверторном режиме. Выпрямительные установки, выполненные на тиристорах и диодах, обладающие свойствами регулирования напряжения, но не позволяющие осуществлять переход в режим инвертора, обычно называются *полууправляемыми*.

В некоторых случаях отдельные звенья выпрямителя могут отсутствовать. В неуправляемых выпрямителях, построенных на диодах, нет устройств управления и автоматического регулирования. Преобразовательный трансформатор не применяют, если нет необходимости согласовывать цепи источника и потребителя по напряжению. Когда не предъявляются определенные требования по качеству выпрямленного тока, то может отсутствовать сглаживающее устройство.

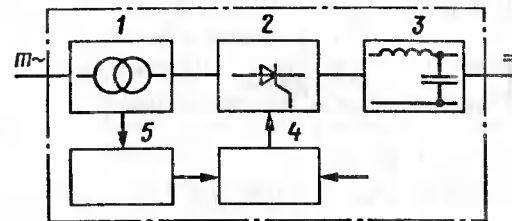


Рис. 6.1. Структурная схема выпрямителя

Классификация выпрямителей (рис. 6.2). В зависимости от числа фаз питающей сети различают выпрямители однофазного и многофазного тока. Выпрямленное напряжение не идеально. Оно имеет определенное число пульсаций за период питающего напряжения. Число пульсаций выпрямленного напряжения q зависит от числа фаз питающей сети и от схемы соединения вторичных обмоток преобразовательного трансформатора и полупроводниковых приборов выпрямительной установки. Выпрямители однофазного тока могут быть однопульсовыми ($q = 1$) и двухпульсовыми ($q = 2$). Выпрямители многофазного тока ($m > 1$) можно выполнить с числом пульсаций $q = km$, где $k = 1, 2, 3, \dots$. Применение

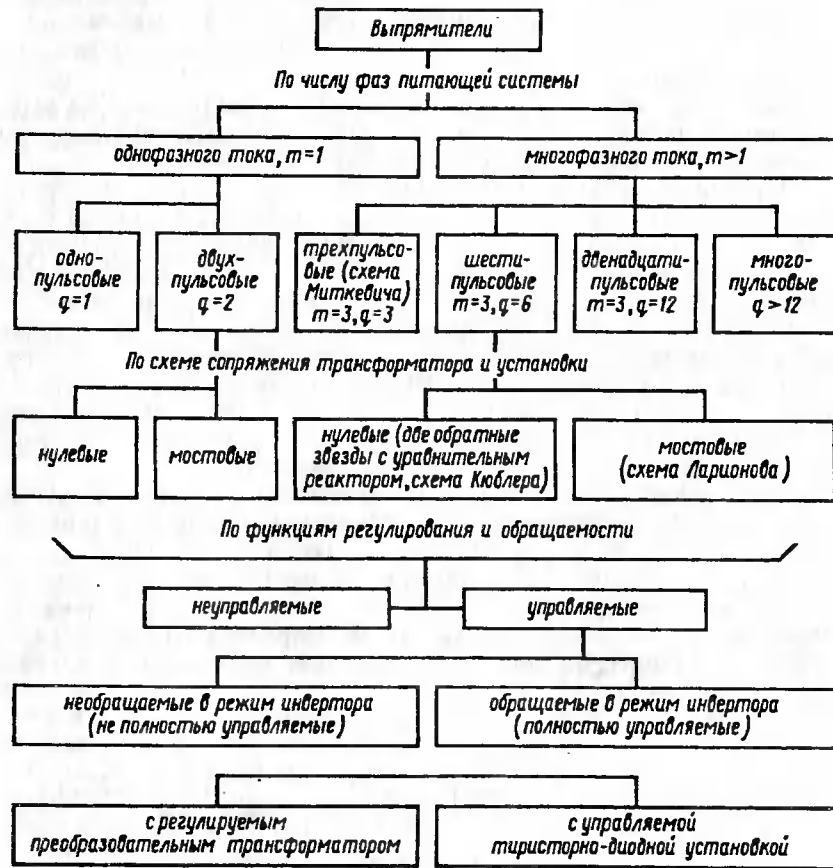


Рис. 6.2. Структурная схема классификации выпрямителей

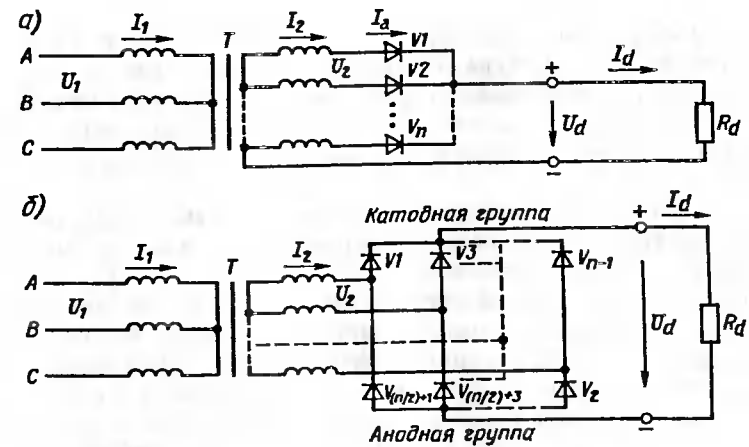


Рис. 6.3. Нулевая (а) и мостовая (б) схемы выпрямления

находят трехпульсовые ($q = 3$), шестипульсовые ($q = 6$), двенадцатипульсовые ($q = 12$) выпрямители. Могут применяться выпрямители и с большим числом пульсаций.

Существенным признаком в классификации является структура связей вторичной обмотки преобразовательного трансформатора и выпрямительной схемы. Различают нулевые и мостовые схемы выпрямителей.

В нулевых схемах (рис. 6.3, а) нагрузка включается между выведенной нулевой точкой вторичной обмотки трансформатора и общей катодной или анодной точкой электронных приборов выпрямительной схемы. Нулевые схемы иначе называют *однотактными*, так как в течение одного периода по вторичным обмоткам ток протекает только один полупериод.

В мостовых схемах (рис. 6.3, б) нагрузка включается между общими точками анодной и катодной токосборных групп полупроводниковых приборов. Вторичная обмотка трансформатора не имеет вывода нулевой точки, а полупроводниковые приборы парами присоединяются к выводам фаз вторичной обмотки трансформатора: один — анодом, другой — катодом. Пары приборов объединяются в схему моста. Мостовые схемы называют *двухтактными*, так как в каждой фазе вторичной обмотки трансформатора ток проходит в течение каждого полупериода, т. е. в каждом периоде обмотка нагружается в обоих направлениях.

Нулевые и мостовые схемы делятся на простые и сложные. Сложные схемы образуются из простых их параллельным или последовательным соединением на стороне выпрямленного тока.

Задачи инженерных расчетов выпрямителей. Целью инженерного расчета является определение основных параметров преобразовательного трансформатора, выбор типа и числа электронных приборов в одном плече выпрямительной схемы, обоснование схемы и параметров сглаживающего фильтра и определение энергетических показателей.

В качестве исходных данных используются: номинальное значение выпрямленного напряжения $U_{dн}$ и выпрямленного тока $I_{dн}$, номинальное напряжение питающей сети U_1 .

В расчете определяются: среднее значение выпрямленного напряжения U_d ; эффективное значение фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора U_2 ; коэффициент трансформации трансформатора k_T ; среднее значение тока в плече выпрямительной схемы I_a ; эффективные значения токов вторичной I_2 и первичной I_1 обмоток трансформатора; мощности первичной S_1 и вторичной S_2 обмоток трансформатора; расчетная (типовая) мощность трансформатора S_T ; коэффициент мощности выпрямителя k_M и его зависимость от коэффициента регулирования напряжения; максимальное обратное и прямое (для тиристорных схем) напряжение плеча выпрямительной схемы; гармонический состав напряжений и токов на входе и выходе; параметры сглаживающего фильтра; коэффициент полезного действия выпрямителя η ; внешняя и регулировочная характеристики.

Расчеты выполняются с использованием схемы замещения. Цепи выпрямителя являются существенно нелинейными, и их расчеты выполняются на основе методов общей теории электрических цепей. Для упрощения анализа и расчетов обычно пренебрегают током намагничивания трансформатора (1—2 % номинального тока), приравнивают к нулю активные сопротивления обмоток трансформатора и соединительных приводов, электронные приборы рассматривают как идеальные ключи. Часто используют дополнительное допущение об идеальном сглаживании выпрямленного тока. Для расчета и анализа используют специальные и классические методы (см. п. 5.3).

6.2. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ОДНОФАЗНОГО ТОКА

Исходные положения. Выпрямители однофазного тока применяют для питания выпрямленным током различных систем и устройств промышленной и транспортной информационной электроники, решающих задачи управления, регулирования, переработки и отображения информации. Такие выпрямители рассчитаны на небольшие мощности (до нескольких сот ватт). В тяговом электроприводе на электроподвижном составе (электровозах и моторных вагонах электропоездов), получающим питание от контактной сети однофазного тока, применяются мощные однофазные выпрямители от нескольких сотен

киловатт до нескольких мегаватт. Такие выпрямители должны обладать характеристиками, обеспечивающими экономичное использование энергии. Важно правильно выбрать схему выпрямления, полупроводниковые приборы, сглаживающий фильтр.

Простейшей схемой однофазного выпрямителя является однопульсовая (однополупериодная) схема на одном диоде с шунтирующим диодом или без него. Чаще используются двухпульсовые (двухполупериодные) нулевая и мостовая схемы однофазных выпрямителей. Рассмотрим работу однофазных выпрямителей при активной нагрузке. Анализ однофазных выпрямителей при активно-индуктивной, активно-емкостной нагрузке и нагрузке, содержащей противо-ЭДС (электродвигатели, аккумуляторы) предлагается выполнить самостоятельно.

Примем упомянутые выше упрощающие допущения и будем считать преобразовательный трансформатор без рассеяния ($x_T = \omega L_s = 0$) идеальным с коэффициентом трансформации $k_T = 1$. В процессе расчета учтем влияние наиболее важных параметров схемы замещения.

Нулевая схема выпрямления (рис. 6.4). Диоды $VD1$ и $VD2$ проводят ток поочередно, когда потенциал их анода положителен относительно средней (нулевой) точки вторичной обмотки трансформатора T . Потенциал этой точки принимается равным нулю. Ток i_d замыкается через нагрузку R_d в течение обоих полупериодов, а вторичные обмотки проводят ток i'_2 и i''_2 поочередно в течение одного полупериода. Магнитная цепь трансформатора работает без вынужденного намагничивания, так как намагничивающие силы $i'_2 w$ и $i''_2 w$ направлены встречно. Первичная обмотка нагружена током оба полупериода.

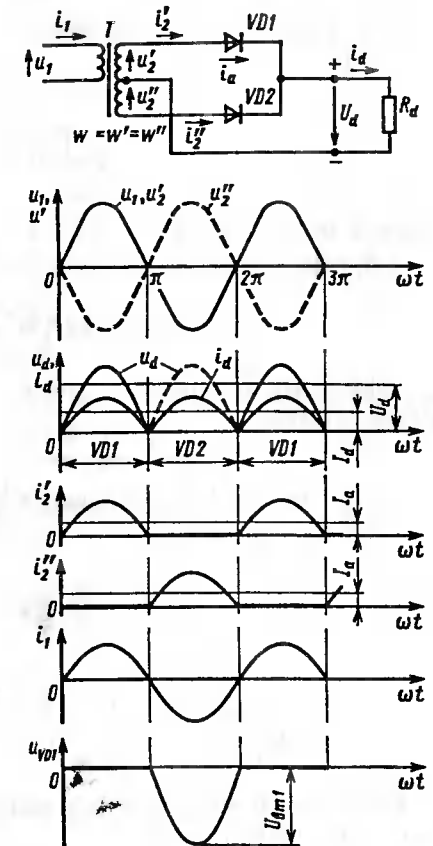


Рис. 6.4. Нулевая схема выпрямления однофазного тока и временные диаграммы напряжений и токов

Определим основные расчетные соотношения, воспользовавшись временными диаграммами.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{M2} \sin \omega t d\omega t = \frac{U_{M2}}{\pi} \left| \pi - \cos \omega t \right|_0^{\pi} = 2U_{M2}/\pi = 2\sqrt{2} U_2/\pi = 0,9U_2, \quad (6.1)$$

где U_2 — эффективное напряжение вторичной обмотки трансформатора.

Из выражения (6.1) следует

$$U_2 = \pi U_d / 2\sqrt{2} = 1,11U_d. \quad (6.2)$$

По аналогии с выражением (6.1) среднее значение тока плеча (диола)

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{M2} \sin \omega t d\omega t = \frac{I_{M2}}{\pi} = \frac{I_d}{2}, \quad (6.3)$$

поскольку $I_d = 2I_{M2}/\pi$.

Обратное напряжение плеча

$$U_{b\max} = 2U_{M2} = 2\sqrt{2} U_2 = \frac{2\sqrt{2} U_{2\pi} U_d}{2\sqrt{2}} = \pi U_d. \quad (6.4)$$

Эффективные значения токов вторичной и первичной обмоток соответственно

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{M2}^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \sqrt{\frac{I_{M2}^2}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\omega t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4} \right) d\omega t} = \sqrt{\frac{I_{M2}^2}{2\pi} \frac{\pi}{2}} = \frac{I_{M2}}{2} = \frac{\pi}{4} I_d = 0,785I_d; \quad (6.5)$$

$$I_1 = \sqrt{I_2' + I_2''} = \sqrt{\left(\frac{\pi I_d}{4} \right)^2 + \left(\frac{\pi I_d}{4} \right)^2} = \frac{\pi\sqrt{2}}{4} I_{cd} = 1,11I_d. \quad (6.6)$$

Расчетные мощности вторичных и первичной обмоток трансформатора соответственно

$$S_2 = m_2 U_2 I_2 = \frac{2\pi U_d}{2\sqrt{2}} \frac{\pi I_d}{4} = \frac{\pi^2 P_d}{4\sqrt{2}} = 1,73P_d; \quad (6.7)$$

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}} \frac{\pi\sqrt{2} I_d}{4} = \frac{\pi^2 P_d}{8} = 1,23P_d, \quad (6.8)$$

где m_1 и m_2 — число первичных и вторичных обмоток; $P_d = U_d I_d$.

Расчетная, или типовая, мощность преобразовательного трансформатора определяется как полусумма мощностей первичной и вторичных обмоток:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,23 + 1,73}{2} P_d = 1,48P_d. \quad (6.9)$$

Коэффициент использования трансформатора

$$k_p = P_d / S_T = P_d / 1,48 P_d = 0,68. \quad (6.10)$$

Кривая выпрямленного напряжения u_d содержит постоянную составляющую U_d и переменную составляющую $u_{d\sim}$, представляющую собой сумму высших гармонических составляющих. Разложение в ряд Фурье кривой $u_{d\sim}$ позволяет определить коэффициенты ряда.

$$\text{Постоянная составляющая } A_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} u_d(\omega t) d\omega t = 0,9U_2 = U_d.$$

Синусная составляющая ряда отсутствует, потому что U_d функция четная, а косинусная составляющая имеет только четные гармонические.

Амплитуда гармонической составляющей порядка $n = 2, 4, 6, \dots$

$$A(n) = U_{dm(n)} = \frac{2}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} U_{M2} \cos \omega t \cos n\omega t = \frac{2U_d}{n^2 - 1}. \quad (6.11)$$

Эффективное значение переменной составляющей выпрямленного напряжения

$$U_{d\sim} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} U_{dm(n)}^2}{2}} = \frac{\sqrt{2} U_d}{3}. \quad (6.12)$$

Численные значения, характеризующие гармонический состав переменной составляющей выпрямленного напряжения при частоте питающей сети $f = 50$ Гц, приведены ниже.

n	2	4	6	8
$U_{dm(n)}/U_d$	0,66	0,134	0,06	0,032
f_n , Гц	100	200	300	400

Из приведенного анализа следует, что в кривой выпрямленного напряжения ярко выражена вторая ($n = 2$) гармоническая составляющая с частотой $f_n = 100$ Гц, амплитуда которой достигает 66 % постоянной составляющей. Доля остальных высших гармонических амплитуды незначительна.

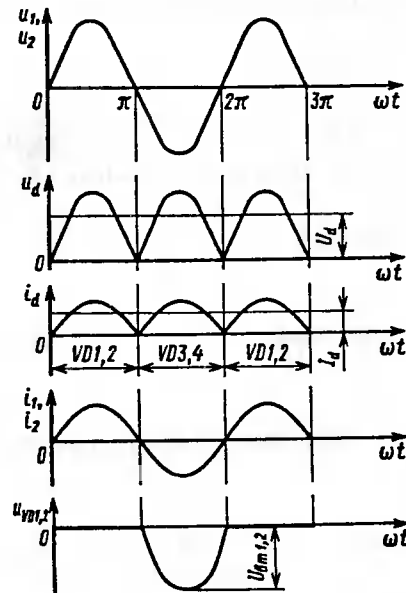
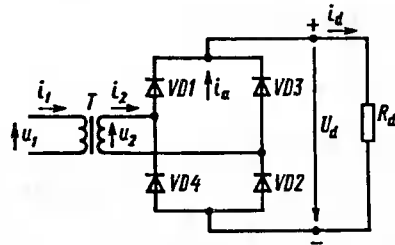


Рис. 6.5. Мостовая схема выпрямления однофазного тока и временные диаграммы напряжений и токов

Качество выпрямленного напряжения оценивается коэффициентом пульсации, представляющим собой отношение амплитуды переменной составляющей к среднему значению выпрямленного напряжения:

$$k_q = \frac{U_{dm(2)}/U_d = (2U_d/3)/U_d = 0,66. \quad (6.13)$$

На основании этих данных можно сделать вывод о том, что качество выпрямленного напряжения невысокое. Для получения удовлетворительной работы потребителей в большинстве случаев необходим сглаживающий фильтр, улучшающий качество преобразования тока.

Мостовая схема выпрямления. Диоды $VD1$ и $VD3$ (рис. 6.5) образуют катодную, а диоды $VD2$ и $VD4$ — анодную группы приборов в схеме однофазного моста. К одной диагонали моста под-

ключена вторичная обмотка трансформатора T , а другая, образующая общие катодную и анодную точки, является выводами положительного и отрицательного полюсов выпрямителя.

Диоды проводят ток попарно: $VD1, VD2$ — в течение положительных, а $VD3, VD4$ — в течение отрицательных полупериодов питающего напряжения. В каждую пару входят диоды катодной и анодной групп. На соответствующих интервалах они совместно с вторичной обмоткой и резистором нагрузки R_d образуют замкнутую цепь тока. В каждый момент времени ток проводит пара диодов: диод катодной группы с более высоким потенциалом на аноде и диод анодной группы с более низким потенциалом катода относительно потенциалов других диодов соответствующей группы.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,9U_2, \quad (6.14)$$

где U_2 — эффективное напряжение вторичной обмотки трансформатора.

Среднее значение тока и максимальное значение обратного напряжения диодов соответственно

$$I_a = Id/2; \quad (6.15)$$

$$U_{bmax} = U_{m2} = \pi U_d/2 = 1,57U_d. \quad (6.16)$$

Эффективное значение тока вторичной и первичной обмоток трансформатора

$$I_2 = I_1 = \frac{I_{m2}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi Id}{2\sqrt{2}} = 1,11Id. \quad (6.17)$$

Расчетная мощность обмоток трансформатора

$$S_2 = S_1 = mU_2I_2 = 1,11 U_d \cdot 1,11 Id = 1,23 P_d. \quad (6.18)$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора

$$S_T = (S_1 + S_2)/2 = 1,23 P_d. \quad (6.19)$$

При этом коэффициент использования трансформатора по мощности $k_p = P_d / S_T = 0,815 P_d$.

6.3. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

Исходные положения. Принципы построения и режимы работы трехфазных выпрямителей аналогичны однофазным выпрямителям. Поэтому при анализе схем трехфазных выпрямителей используются аналогичные методы. Особенностью трехфазных выпрямителей является значительно меньшая переменная составляющая выпрямленного напряжения. В связи с этим в трехфазных выпрямителях, даже при чисто активной нагрузке в неуправляемых выпрямителях, ток нагрузки является непрерывным. В трехфазных выпрямителях допущение о полностью сглаженном токе более близко к реальным режимам работы. Поэтому это допущение, наряду с другими упрощениями, применявшимися при анализе однофазных выпрямителей, будет неоднократно использовано.

Нулевая трехпульсовая схема. Схема (рис. 6.6) состоит из трехфазного преобразовательного трансформатора T с выведенной нулевой точкой вторичной обмотки, соединенной в звезду и выпрямительной схемы на диодах $VD1, VD2, VD3$, аноды которых соединены со вторичными обмотками, а катоды объединены в общую точку. Положительный полюс выпрямителя образует общая катодная точка, а отрицательный — нулевая точка вторичной обмотки трансформатора. Возможен вариант схемы с инверсным включением диодов.

В рассматриваемой схеме в каждый момент времени ток нагрузки i_d пропускает один диод, потенциал анода которого максимален относительно нулевой точки. Каждый диод на интервале одного периода проводит ток $2\pi/3 = 120$ эл. град. Выпрямленное напряжение U_d формируется напряжениями фазы a (на интервале между точками 1—2), фазы b (точки 2—3) и фазы c (точки 3—4) и т. д.

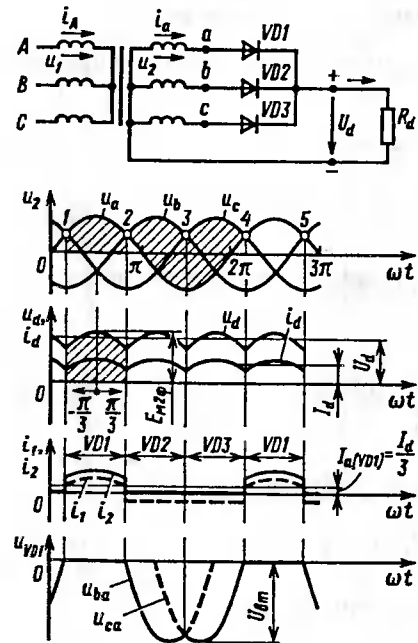


Рис. 6.6. Схема и временные диаграммы напряжений и токов нулевой трехпульсовой схемы выпрямления

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} E_{m2\phi} \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{3} E_{m2\phi}}{2\pi} = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}}{2\pi} E_{2\phi} = 1,17 E_{2\phi}, \quad (6.20)$$

где $E_{m2\phi}, E_{2\phi}$ — соответственно амплитудное и эффективное значения фазного напряжения на холостом ходу.

Средний ток диода

$$I_a = I_d/3. \quad (6.21)$$

Обратное напряжение диода определяется как разность потенциалов анода диода $VD1$ и катодов диодов $VD2$ и $VD3$ соответственно на интервалах их проводимости. Это напряжение по существу состоит из напряжений U_{ba} и U_{ca} . Максимальное обратное напряжение равно амплитуде линейного напряжения:

$$U_{b\max} = \sqrt{3} E_{m2\phi} - \sqrt{3}\sqrt{2} E_{2\phi} = \frac{2\pi}{3} U_d = 2,09 U_d. \quad (6.22)$$

Эффективное значение тока вторичных обмоток

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 d\omega t} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0,58 I_d, \quad (6.23)$$

а тока первичных обмоток

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi/3} \left(\frac{2}{3} I_d\right)^2 d\omega t + \int_{2\pi/3}^{2\pi} \left(\frac{1}{3} I_d\right)^2 d\omega t \right]} = \frac{\sqrt{2} I_d}{3} = 0,47 I_d. \quad (6.24)$$

Типовая мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{3 U_1 I_1 + 3 U_2 I_2}{2} = \frac{3(U_d/1,17)0,47 I_d + 3(U_d/1,17)0,58 I_d}{2} = \frac{1,21 + 1,49}{2} = 1,35 P_d. \quad (6.25)$$

Коэффициент использования мощности трансформатора

$$k_p = \frac{P_d}{S_T} = \frac{1}{1,35} = 0,74. \quad (6.26)$$

Степень использования трансформатора выше, чем в однофазных нулевых выпрямителях, но все же достаточно низка. Кривые токов вторичных обмоток содержат постоянную составляющую $I_d/3$, которая создает в каждом из трех стержней магнитопровода однонаправленный поток вынужденного подмагничивания трансформатора. Этот поток замыкается от верхнего яра трансформатора к нижнему через воздух, а также детали крепления магнитопровода и стальной бак, и вызывает появление вихревых токов и нагревание. Это явление может вызвать насыщение магнитопровода. Для избежания этого приходится увеличивать размеры трансформатора. Подмагничивание можно устранить, если применить специальное соединение обмоток в зигзаг. Однако это усложняет трансформатор. Лучшие результаты дает применение трехфазных шестипульсовых выпрямителей.

Нулевая шестипульсовая схема. Выпрямитель состоит из трехфазного преобразовательного трансформатора с двумя вторичными обмотками и шести групп диодов.

Вторичные обмотки трансформатора образуют две трехфазные системы, сдвинутые по фазе на π , что достигается выводом начала одной и конца второй вторичных обмоток, расположенных на одном стержне магнитопровода трансформатора, и соединением трех фаз каждой вторичной обмотки в звезду (рис. 6.7, а). Одна из них, совпадающая по фазе с первичной обмоткой (a_1, b_3, c_5), называется *прямой*, а вторая (a_4, b_6, c_2) — *обратной* звездами трехфазной системы (рис. 6.7, б). В результате две системы образуют симметричную шестифазную систему переменного тока (рис. 6.7, в). К выводам вторичных обмоток присоединяются своими анодами диоды. Объединенные катоды диодов образуют положительный полдос выпрямителя, а объединенная нулевая точка вторичных обмоток трансформатора — отрицательный полдос.

Возможны две модификации нулевой шестипульсовой схемы: без уравнительного реактора, когда нулевые точки ($O1, O2$) прямой и обратной обмоток соединяются непосредственно; с уравнительным реактором, когда нулевые точки соединяются через однофазный реактор с выведенной средней точкой.

Рассмотрим нулевую схему трехфазного выпрямителя с уравнительным реактором ($УР$) (рис. 6.8). В каждый момент времени только один из диодов имеет максимальный потенциал на аноде относительно нулевой точки (O). Если $УР$ отсутствует, то ток нагрузки проводит тот диод, потенциал анода которого максимален: на интервале между точками 2 и 4 — диод $VD1$; 4 и 6 — $VD2$; 6 и 8 — $VD3$; 8 и 10 — $VD4$; 10 и 12 — $VD5$ и т. д. Кривая выпрямленного напряжения u_d формируется вершинами фазных напряжений прямой и обратной обмоток $u_{a1}, u_{c1}, u_{b3}, u_{a4}, u_{c5}$ и т. д. и имеет шесть пульсаций за один период. Через диоды и вторичные обмотки проходит ток с амплитудой I_d в течение интервала $\pi/3 = 60$ эл. град. В каждый момент времени ток

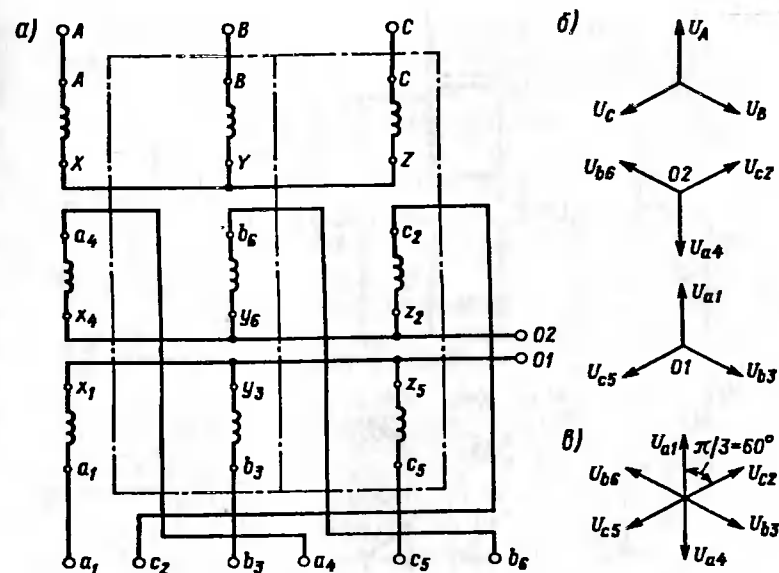


Рис. 6.7. Симметричная шестифазная система переменного тока и векторные диаграммы напряжений

протекает только в одной фазной обмотке одной звезды, а в первичной обмотке ток замыкается по двум фазным обмоткам. В результате на стержнях магнитопровода трансформатора нет баланса намагничивающих сил. На каждом стержне возникает избыточная намагничивающая сила, пропорциональная $I_d/3$, создающая поток вынужденного намагничивания. На каждом интервале $\pi/3$ он во всех трех стержнях совпадает по направлению и изменяет направление на очередном интервале $\pi/3$. Таким образом, поток вынужденного намагничивания изменяется с тройной частотой и называется *однофазным потоком вынужденного намагничивания*. Этот поток, замыкаясь по элементам конструкции трансформатора, вызывает дополнительные потери от вихревых токов, приводит к существенному увеличению эквивалентной анодной индуктивности и крутизны внешней характеристики выпрямителя. Вследствие этого явления и низкого использования диодов и установленной мощности трансформатора нулевая шестипульсовая схема без уравнительного реактора не используется.

Для устранения этих недостатков Кюблером была предложена схема с уравнительным реактором (схема Кюблера). Идея применения уравнительного реактора заключается в том, что в такой

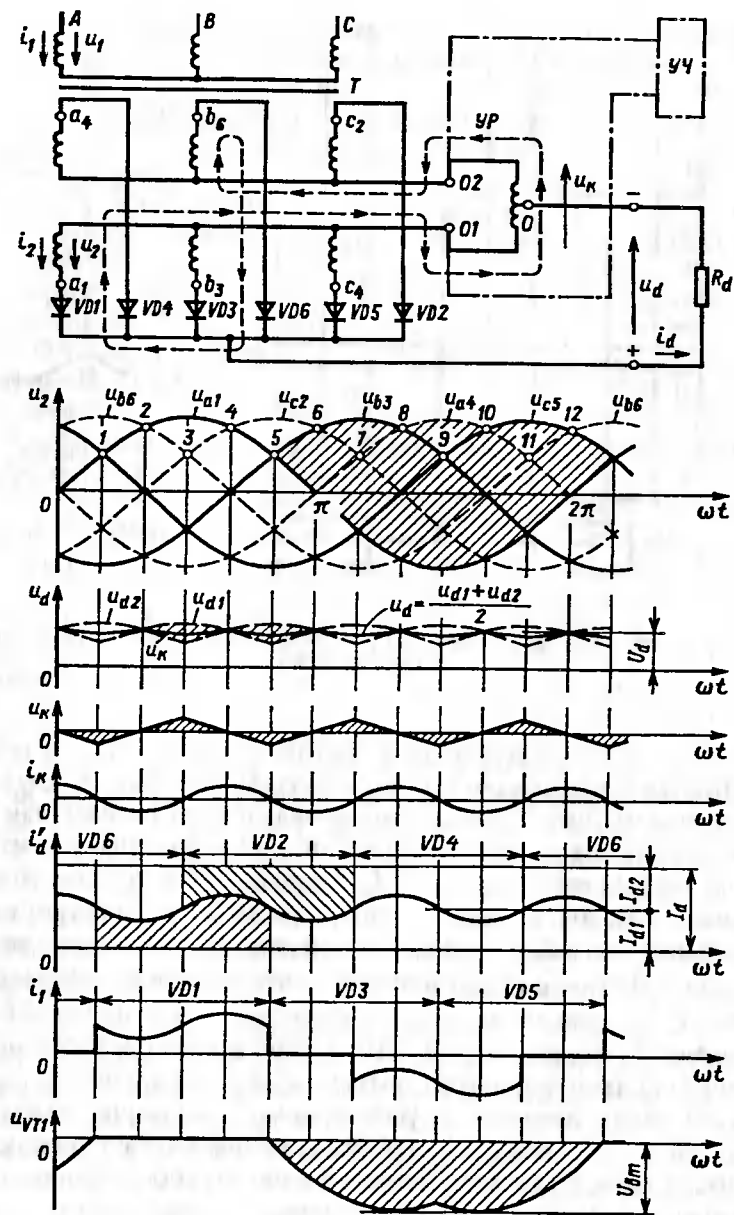


Рис. 6.8. Схема и временные диаграммы напряжений и тока нулевой шестипульсовой схемы с уравнивающим реактором

схеме обеспечивается одновременная работа обеих звезд в результате выравнивания потенциалов на анодах двух диодов: одного в прямой и одного в обратной звездах. Выравнивание потенциалов достигается тем, что под действием разности ($u_k = u_{a1} - u_{b6}$) потенциалов между точками $O1$ и $O2$ в контуре (на рис. 6.8 обозначен штриховой линией) возникает ток i_k , совпадающий по направлению с током вышедшего из работы диода $VD6$ (для интервала 1 и 3 на рис. 6.8) и противоположный для диода, вступающего в работу $VD1$. Напряжение u_k на реакторе делится точкой O пополам, и напряжение $u_k/2$ прибавляется к фазному напряжению u_{b6} вышедшего из работы диода $VD6$ ($u_{b6} + u_k/2$) и вычитается из фазного напряжения u_{a1} вступающего в работу диода $VD1$ ($u_{a1} - u_k/2$). В результате потенциалы анодов двух диодов выравниваются, и они проводят ток I_d одновременно, каждый примерно $I_d/2$. Напряжение u_d , прикладываемое к нагрузке, равно полусумме мгновенных напряжений прямой и обратной звезд: $u_d = (u_{d1} + u_{d2})/2$. Диоды проводят ток на интервале $2\pi/3 = 120$ эл. град., и имеют амплитуду $I_d/2$ (это обеспечивает лучшее использование диодов и обмоток трансформатора). Одновременно ток проводят вторичные обмотки обеих звезд (это устраняет дисбаланс намагничивающих сил и поток вынужденного намагничивания).

Напряжение u_k имеет треугольную форму и изменяется с тройной частотой по сравнению с частотой питающей сети. Так как реактор обладает индуктивным сопротивлением $x_k = 3 \cdot 2\pi f L_k$, ток i_k отстает на 90 эл. град. и имеет форму, близкую к синусоидальной. Этот ток невелик и в мощных выпрямителях не превышает 1—2 % номинального тока $I_{дном}$. Он накладывается на ток нагрузки i_d , и токи в фазах трансформатора i_1 и i_2 имеют соответствующую форму, немного отличающуюся от прямоугольной. Если ток нагрузки I_d мал [$I_d \leq (0,01 + 0,02) I_{дном}$] (критический ток), то контур тока i_k не может существовать, так как один из диодов в контуре смещен в обратном направлении. В этом режиме схема с уравнивающим реактором переходит в режим работы без Y_P .

Обратное напряжение, прикладываемое к диодам, равно амплитуде междупазного напряжения (рис. 6.8, б).

Среднее значение выпрямленного напряжения для схемы без Y_P

$$U'_{d0} = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} E_{m2} \cos \omega t d\omega t = \frac{3}{\pi} E_{m2} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_2 = 1,35 E_2, \quad (6.27)$$

для схемы с УР

$$U_{d0} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \left(\frac{u_{d1} + u_{d2}}{2} \right) d\omega t = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \frac{E_{m2}}{2} [\cos \omega t + \cos (\omega t - \frac{\pi}{3})] d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_{m2} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_2 = 1,17E_2, \quad (6.28)$$

где E_{m2} , E_2 — соответственно амплитуда и эффективное значение фазного напряжения холостого хода вторичной обмотки трансформатора.

Средний ток диода

$$I_a = I_d/6. \quad (6.29)$$

Обратное максимальное напряжение диода

$$U_{bmax} = \sqrt{3} E_{m2} = \sqrt{6} E_2 = 2,09 U_{d0}. \quad (6.30)$$

Эффективное значение тока вторичных обмоток

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2}{3}\pi} \left(\frac{I_d}{2} \right)^2 d\omega t} = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} = 0,29 I_d. \quad (6.31)$$

Эффективное значение тока первичной обмотки

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{2}{3}\pi} \left(\frac{I_d}{2} \right)^2 d\omega t} = \frac{I_d}{\sqrt{6}} = 0,41 I_d. \quad (6.32)$$

Расчетные мощности обмоток трансформатора

$$S_1 = 3U_1 I_1 = (3U_{d0}/1,17) 0,41 I_d = 1,05 P_d, \quad (6.33)$$

$$S_2 = 3U_2 I_2 = 2 (3U_{d0}/1,17) 0,29 I_d = 1,48 P_d. \quad (6.34)$$

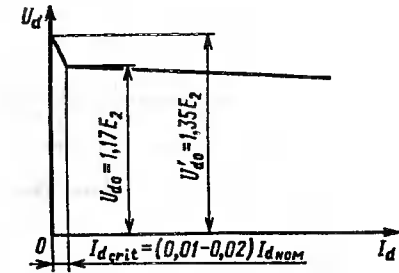
Расчетная мощность трансформатора

$$S_{\tau} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,05 + 1,48}{2} P_d = 1,26 P_d. \quad (6.35)$$

Коэффициент использования расчетной мощности

$$k_p = \frac{P_d}{S_{\tau}} = \frac{1}{1,26} = 0,8. \quad (6.36)$$

Рис. 6.9. Внешняя характеристика нулевого шестипульсового выпрямителя с уравнивающим реактором



Коэффициент использования трансформатора в нулевой шестипульсовой схеме выше, чем в трехпульсовой схеме, но все же относительно низок.

Внешняя характеристика нулевой шестипульсовой схемы с УР (рис. 6.9) имеет пик холостого хода из-за режима работы без УР в диапазоне нагрузок меньше критического значения.

Пик напряжения холостого хода крайне нежелателен. Поэтому в такой схеме для устранения пика применяют искусственный источник подмагничивания уравнивающего реактора — специальный источник тройной частоты тока — утроитель частоты (УЧ) (на рис. 6.8 штрихпунктирной линией) или же включают на выходе выпрямителя небольшую балластную нагрузку.

Мостовая шестипульсовая схема. Эта схема часто называется схемой Ларионова. Выпрямитель, построенный по данной схеме, состоит из трехфазного двухобмоточного преобразовательного трансформатора, вторичные обмотки которого соединяются в звезду или треугольник, и двух групп диодов: анодной и катодной, каждая из которых имеет по три диода. Диоды анодной и катодной групп образуют трехфазный мост. Положительным полюсом является общая точка катодной, а отрицательным полюсом — анодной групп диодов.

В мостовой шестипульсовой схеме выпрямителя (рис. 6.10) ток i_d одновременно проводят два диода: один в анодной группе, потенциал катода которого минимален, другой в катодной группе, потенциал анода которого максимален относительно нулевой точки вторичной обмотки трансформатора. На интервале между точками 1 и 2 (диаграмма u_2 на рис. 6.10) ток проводят диоды $VD6$ и $VD1$, на интервале 2—3 — $VD1$ и $VD2$, на интервале 3—4 — $VD2$ и $VD3$ и т. д. В результате на выходе формируется выпрямленное напряжение u_d , мгновенные значения которого равны на соответствующих интервалах линейным напряжениям u_{ab} (интервал 1—2, показано стрелками), u_{ac} , u_{bc} , u_{ba} и т. д. Кривая i_d имеет шесть пульсаций за один период питающего напряжения. Ток диода имеет форму, близкую к прямоугольной со средней высотой прямоугольника I_d , и длительностью $2\pi/3 = 120$ эл. град. Обратное напряжение диодов формируется линей-

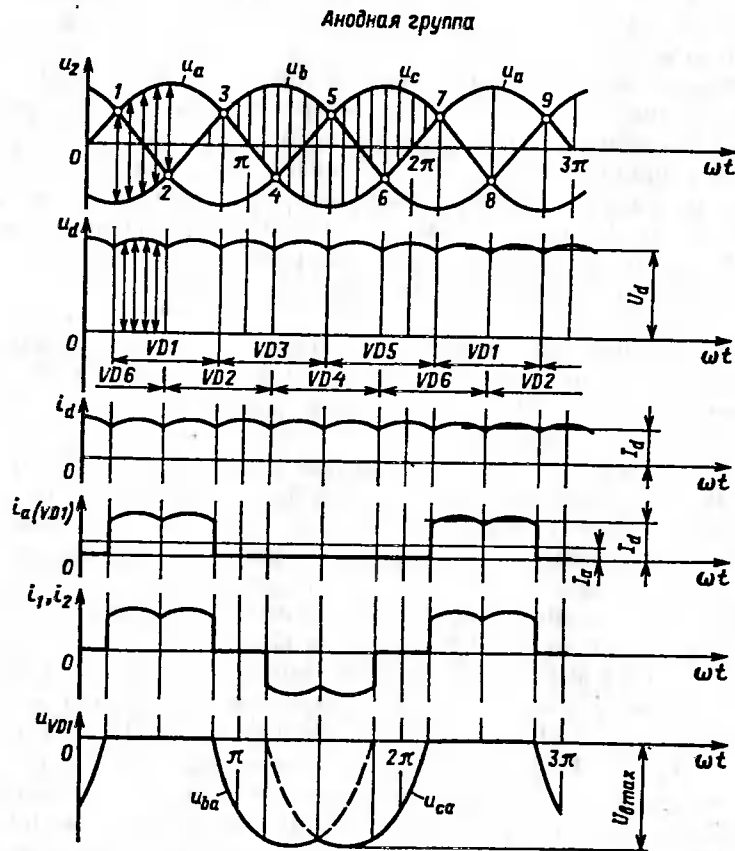
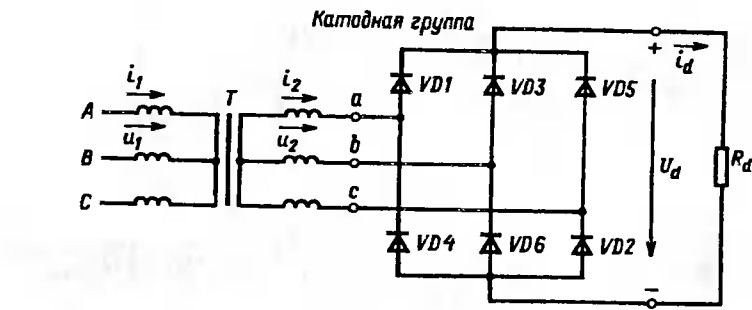


Рис. 6.10. Схема и временные диаграммы напряжений и токов мостовой шестипульсовой схемы

ными напряжениями. Токи в обмотках трансформатора имеют прямоугольную форму, симметричную в положительный и отрицательный полупериоды.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} E_{m2n} \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_{2n} = 1,35 E_{2n} \quad (6.37)$$

где E_{m2n} , E_{2n} — соответственно амплитудное и эффективное значения вторичного линейного напряжения.

Ток диода

$$I_a = I_d/3 \quad (6.38)$$

Максимальное обратное напряжение

$$U_{bmax} = E_{m2} = \frac{\pi}{3} U_d = 1,05 U_d \quad (6.39)$$

Эффективные значения тока первичных и вторичных обмоток

$$I_1 = I_2 = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 \cos^2 \omega t d\omega t} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_d = 0,82 I_d \quad (6.40)$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора

$$S_T = 0,5(S_1 + S_2) = 0,5(\sqrt{3} U_{1n} I_1 + \sqrt{3} U_{2n} I_2) = 0,5 \left(\sqrt{3} \frac{U_d}{1,35} 0,82 I_d + \sqrt{3} \frac{U_d}{1,35} 0,82 I_d \right) = 1,05 P_d \quad (6.41)$$

Коэффициент использования трансформатора

$$k_p = P_d / S_T = 1/1,05 = 0,95 \quad (6.42)$$

В схеме эффективно используются диоды и трансформатор, в сердечниках отсутствует вынужденное подмагничивание. Качество выпрямленного напряжения в схеме высокое. Все это обеспечивает широкое применение мостовых трехфазных выпрямителей.

Указанные свойства схемы сохраняются и при других соединениях обмоток трехфазного трансформатора. Изменяются лишь формы и некоторые соотношения для токов трансформатора.

При соединении вторичной обмотки в треугольник (рис. 6.11, а) сохраняют форму линейные токи, а токи в фазных обмотках формируются на каждом интервале в результате распределения тока i_d по

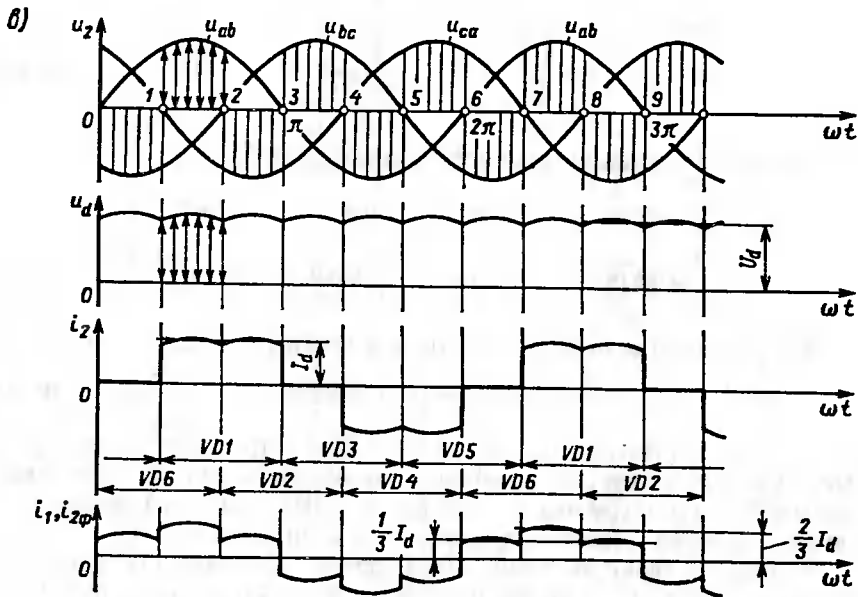
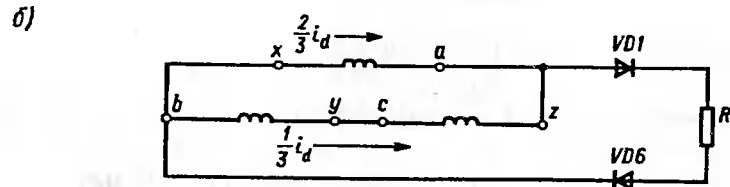
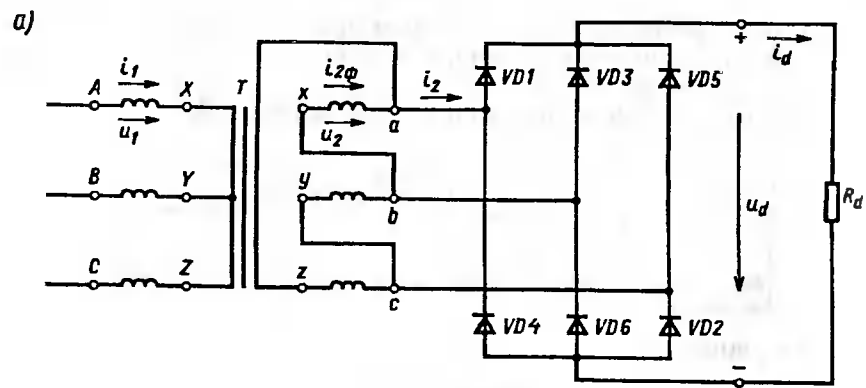


Рис. 6.11. Схемы (а, б) и временные диаграммы напряжений и токов мостовой шестипульсовой схемы при соединении вторичных обмоток трансформатора треугольником

двум параллельным ветвям (рис. 6.11, б). На каждом интервале ток проводят два диода — один в анодной, другой в катодной группах, а конкретно те диоды, к которым приложено абсолютное максимальное линейное напряжение. Например, на интервале между точками 1—2 (рис. 6.11, в) максимально u_{ab} , ток в анодной группе проводит диод $VD6$, в катодной группе — $VD1$. Переключение диодов происходит в моменты 1 и 2 на диаграмме u_2 .

В такой схеме выпрямленное напряжение формируется из участков абсолютного максимума линейных значений вторичного напряжения (см. рис. 6.11, в).

Формирование тока в обмотках трансформатора, имеющего группу соединения 1, рассмотрим для интервала $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$. Линейный ток $i_2 = I_d$ распределяется обратно пропорционально сопротивлениям вторичных обмоток фазы a и последовательно включенных фазы b и фазы c . Соответственно при симметричных обмотках $i_{2a} = (2/3)I_d$ и $i_{2b} = i_{2c} = (1/3)I_d$. В фазе a на интервалах $2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$ ток $i_{2a} = (1/3)I_d$, так как на этих интервалах фаза a последовательно включена с фазами b и c . Таким образом, токи вторичной и первичной обмоток трансформатора имеют ступенчатую форму. Эффективное значение тока фазы при этом

$$I_{2\phi} = \sqrt{\int_0^{\pi/3} \left(\frac{I_d}{3}\right)^2 d\omega t + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \left(\frac{I_d}{3}\right)^2 d\omega t + \int_{2\pi/3}^{\pi} \left(\frac{I_d}{3}\right)^2 d\omega t} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_d. \quad (6.43)$$

Эффективное значение линейного тока остается таким же, как для соединения вторичных обмоток звездой, $I_2 = (\sqrt{2}/\sqrt{3})I_d$, т. е. ток фазных обмоток, как и должно быть, в $\sqrt{3}$ меньше линейного тока. Фазное напряжение равно линейному.

Двенадцатипульсовые схемы выпрямления. Такие схемы могут быть использованы для получения меньших пульсаций выпрямленного напряжения, снижения высших гармонических составляющих в кривой сетевого тока, создания агрегата на более высокие напряжения и ток [17]. Двенадцатипульсовые схемы разделяются на эквивалентные и собственные. Эквивалентные схемы строятся на основе последовательного или параллельного соединения двух шестипульсовых схем выпрямления. Преобразовательные трансформаторы каждой схемы выполняются с различными группами соединения (например, Y/Y и Y/Δ). Этим достигается сдвиг линейных напряжений вторичных обмоток трансформаторов на $\pi/6 = 30$ эл. град. и соответствующий сдвиг кривых выпрямленного напряжения u_{d1} и u_{d2} на 30 эл. град. Результирующее выпрямленное напряжение получается

двенадцатипульсовым благодаря суммированию двух шестипульсовых при последовательном соединении схем или полусумме двух шестипульсовых при параллельном соединении схем.

Собственные двенадцатипульсовые схемы строятся на основе преобразовательного трансформатора с двумя вторичными обмотками, одна из которых соединяется звездой, а вторая — треугольником [6]. К каждой обмотке присоединяется мостовая выпрямительная схема. Выпрямительные мосты могут соединяться между собой по цепи выпрямленного тока параллельно или последовательно. Схема параллельного типа требует очень точного соблюдения равенства сопротивлений обеих вторичных обмоток. Для этого применяется специальная поэтажная компоновка обмоток на сердечниках магнитопровода, что усложняет изготовление трансформатора. Поэтому применение нашла схема последовательного типа.

Рассмотрим собственную двенадцатипульсовую двухмостовую схему последовательного типа (рис. 6.12) со схемой соединения первичных обмоток звездой, вторичных — звездой и треугольником с группой соединения 0, 1. Для схемы соединения звездой коэффициент трансформации $k_{\tau 3} = w_1/w_{21}$, для схемы соединения треугольником $k_{\tau \Delta} = w_1/w_{22} = k_{\tau \Delta} \sqrt{3}$, поскольку число витков $w_{22} = w_{21} \sqrt{3}$. Соединение одной вторичной обмотки в звезду (группа соединения 0) и другой обмотки в треугольник (группа соединения 1) обуславливает сдвиг по фазе коммутирующих напряжений двух вторичных обмоток на $\pi/6 = 30$ эл. град (рис. 6.13).

Линейное напряжение вторичной обмотки (звезда) определяет выпрямленное напряжение u_{d1} . Напряжение u_{22} , являющееся фазным для обмотки, соединенной треугольником, формирует кривую напряжения u_{d2} (на рис. 6.13 показано соответствующими стрелками). Моменты переключения диодов отмечены точками 1—1; 2—1; 3—1 и т. д. для звезды, а точками 1—2; 2—2; 3—2 и т. д. — для треугольника. Результирующее выпрямленное напряжение u_d представляет собой сумму мгновенных значений напряжения на выходе обеих схем $u_d = u_{d1} + u_{d2}$. Это напряжение имеет двенадцать пульсаций в течение периода.

Разные напряжения вторичных обмоток принимаются такими, чтобы средние значения выпрямленных напряжений обоих мостов U_{d1} и U_{d2} были равными. Для этого необходимо соблюдать соотношение $E_{22} = \sqrt{3} E_{21}$, где E_{21} , E_{22} — эффективные значения фазных напряжений вторичных обмоток на холостом ходу.

Выпрямители (V1, V2) (см. рис. 6.12, а) в этой схеме работают самостоятельно. На каждом интервале ток i_d проводят четыре диода: два в схеме выпрямления V1 и два в схеме V2. Например, на интервале повторяемости выпрямленного напряжения $\pi/6 \leq \omega t \leq \pi/3$ контур тока нагрузки замыкается через обмотки фаз b_1 и a_1 , диод VD1 катод-

ной группы V1, $L_d - R_d$, диод VD12 анодной группы V2, параллельно включенные обмотки b_2 и $a_2 - c_2$, диод VD11 катодной группы V2, диод VD6 анодной группы V1.

Мгновенные значения токов вторичных обмоток: $i_{a1} = i_d$, $i_{b1} = -i_d$, $i_{c1} = 0$, $i_{a2} = (1/3)i_d$, $i_{b2} = -(2/3)i_d$, $i_{c2} = (1/3)i_d$. При этом последовательность переключения диодов в каждой схеме сохраняется такой же, как в обычной мостовой шестипульсовой схеме с соответствующей группой соединения обмоток трансформатора. Формы токов в фазах вторичных обмоток, соединенных в звезду и треугольник, получаются различными (см. рис. 6.13). Ток пер-

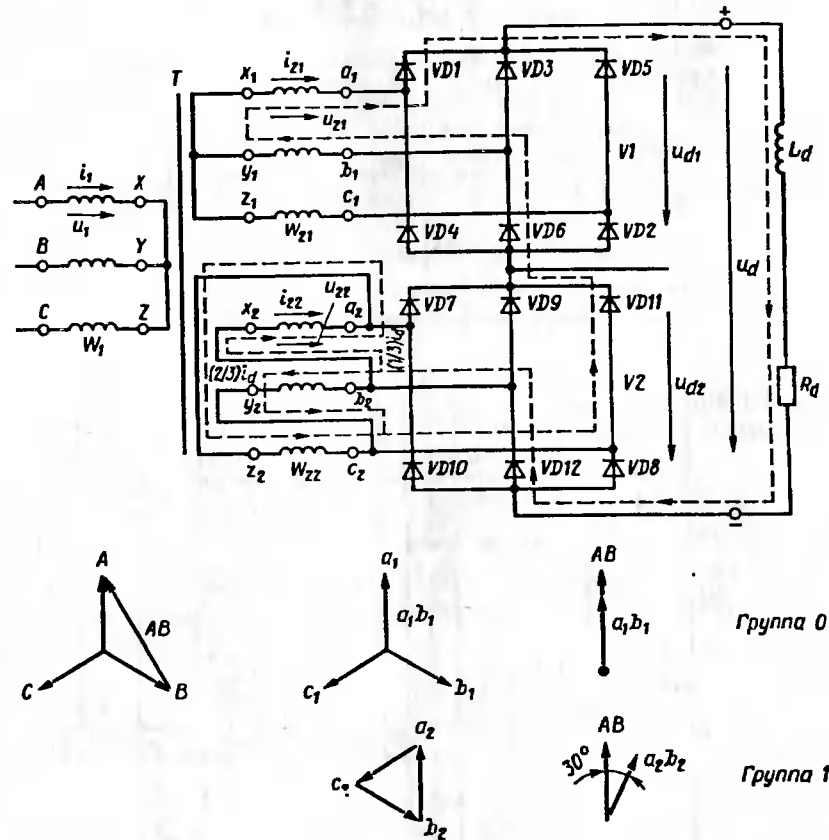


Рис. 6.12. Двенадцатипульсовая схема выпрямления последовательного типа с преобразовательным трансформатором (первичная обмотка соединена звездой, вторичная — звездой или треугольником; группа соединения 0, 1) и векторные диаграммы напряжений

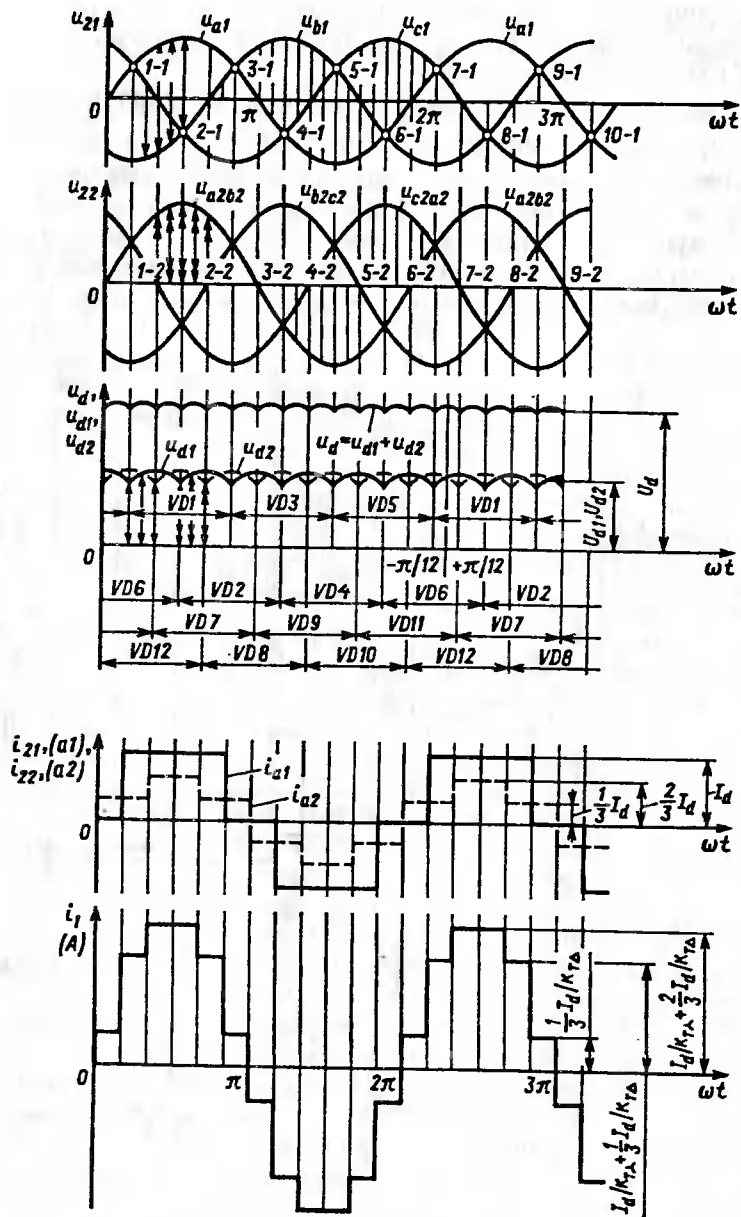


Рис. 6.13. Временные диаграммы напряжений и токов двенадцатипульсовой схемы выпрямления

вичной обмотки $i_1 w_1 = i_{21} w_{21} + i_{22} w_{22}$. Так как при равенстве $U_{d1} = U_{d2} w_{22} = \sqrt{3} w_{21}$, ток первичной обмотки на любом интервале $i_1 = i_{21} (w_{21}/w_1) + i_{22} (w_{22}/w_1) = (i_{21} + \sqrt{3} i_{22})/k_T$. При допущении идеального сглаживания на рассматриваемом интервале $\pi/6 \leq \omega t \leq \pi/3$ (см. рис. 6.13) $i_{21} = i_{a1} = I_d$, $i_{22} = i_{a2} = I_d/3$. Тогда на этом интервале $i_1 = (1/k_T) (I_d + \frac{\sqrt{3}}{3} I_d) = I_d / (\sqrt{3} k_T)$. На следующих интервалах кривая тока i_1 формируется по этому же принципу. В результате, кривая i_1 принимает ступенчатую форму, незначительно отличающуюся от синусоидальной. Улучшение формы тока способствует повышению коэффициента мощности, снижению потерь от высших гармонических составляющих в питающей сети и первичной обмотке преобразовательного трансформатора.

Основные расчетные зависимости для каждой из выпрямительных схем остаются такими же, как для шестипульсовых схем выпрямления.

Общие же расчетные соотношения имеют следующие значения. Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{6}{\pi} \int_{-\pi/12}^{\pi/12} [\sqrt{3} E_{w21} \cos(-\frac{\pi}{12}) + E_{w22} \cos \frac{\pi}{12}] \cos \omega t d\omega t =$$

$$= \frac{0,502 \cdot 6\sqrt{6}}{\pi} E_{21} + \frac{0,502 \cdot 6\sqrt{2}}{\pi} E_{22} = 2,35 E_{21} + 1,35 E_{22}. \quad (6.44)$$

При симметричных по среднему выпрямленному напряжению выпрямителях $V1$ и $V2$ ($U_{d1} = U_{d2}$) фазные напряжения вычисляются по соотношению (6.44). Тогда среднее значение выпрямленного напряжения, выраженное через фазное напряжение вторичной обмотки, соединенной в звезду,

$$U_d = 2,35 E_{21} + 1,35 \sqrt{3} E_{21} = 4,68 E_{21}. \quad (6.45)$$

Среднее значение тока диода

$$I_a = I_d/3. \quad (6.46)$$

Максимальное обратное напряжение диода

$$U_{b\max} = \sqrt{3} \sqrt{2} E_{21} = (\sqrt{6}/4,68) U_d = 0,523 U_d. \quad (6.47)$$

Эффективное значение токов вторичных обмоток трансформатора

$$I_{21} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_d = 0,816 I_d; \quad (6.48)$$

для треугольника

$$I_{22} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_d = 0,471 I_d. \quad (6.49)$$

Эффективное значение тока первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{I_d}{3k_{\tau\Delta}} \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2}{3}\pi} \left(\frac{I_d}{k_{\tau\lambda}} + \frac{I_d}{3k_{\tau\Delta}} \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{2}{3}\pi}^{\pi} \left(\frac{I_d}{k_{\tau\lambda}} + \frac{2I_d}{3k_{\tau\Delta}} \right)^2 d\omega t \right]} =$$

$$= \frac{1}{k_{\tau\lambda}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{I_d}{\sqrt{3}} \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2}{3}\pi} \left(\frac{\sqrt{3}+1}{\sqrt{3}} I_d \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{2}{3}\pi}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{3}+2}{\sqrt{3}} I_d \right)^2 d\omega t \right]} =$$

$$= (1/k_{\tau\lambda}) 1,578 I_d. \quad (6.50)$$

Использование трансформатора в двенадцатипульсовой схеме примерно такое же, как в мостовой шестипульсовой схеме. Некоторое повышение коэффициента использования связано с лучшим использованием тока первичной обмотки вследствие более благоприятной формы тока.

Сравнение схем трехфазных выпрямителей. В табл. 6.1 приведены сводные расчетные соотношения трехфазных выпрямителей, по которым можно сравнить трехпульсовую, шестипульсовую и двенадцатипульсовую схемы.

Преимущества выпрямителей с большим числом пульсаций выпрямленного напряжения следующие: повышение качества выпрямленного напряжения, лучшее использование трансформатора. Установленная мощность полупроводниковых приборов S_y во всех схемах выпрямления одинакова. Среди шестипульсовых схем явное преимущество по коэффициенту использования трансформатора имеет мостовая схема.

Таблица 6.1

Показатели	Нулевая трехпульсовая	Нулевая шестипульсовая с уравнительным реактором	Мостовая шестипульсовая	Двуместовая двенадцати- пульсовая после- довательного типа
$U_{b\max}$	$2,09U_d$	$2,09U_d$	$1,45U_d$	$0,52U_d$
I_a	$I_d/3$	$I_d/6$	$I_d/3$	$I_d/3$
S_T	$1,35P_d$	$1,26P_d$	$1,05P_d$	$1,028P_d$
K_p	0,74	0,8	0,95	0,97
λ^1	120	120	120	120
N^2	3	6	6	12
$S_y = NI_a U_{b\max}$	$(3I_d/3)2,09U_d =$ $= 2,09P_d$	$(6I_d/6)2,09U_d =$ $= 2,09P_d$	$(6I_d/3)1,45U_d =$ $= 2,09P_d$	$(12I_d/3)0,52U_d =$ $= 2,09P_d$

¹ — интервал проводящего состояния диодов, эл. град.

² Число диодных плеч.

6.4. КОММУТАЦИЯ В ВЫПРЯМИТЕЛЯХ

Понятие коммутации. Процесс перехода тока от одной ветви схемы к другой в результате чего меняется контур электрического тока, называется *коммутацией*. Выше выпрямители рассмотрены без учета влияния на их работу анодной индуктивности L_a . При этом допущении происходит мгновенное переключение тока. Учтем влияние анодной индуктивности на коммутацию в трехфазных выпрямителях. Во внекоммутационный интервал в трехфазных схемах ток проводят один диод в трехпульсовой схеме, два диода в шестипульсовых и четыре диода в двенадцатипульсовых схемах. Переключение диодов происходит поочередно в строго определенной последовательности. Наличие анодной индуктивности задерживает выключение диода, выходящего из цепи тока, и обуславливает появление интервала коммутации, который называется *углом коммутации*. Данный интервал обозначается γ и измеряется в электрических градусах. На интервале коммутации одновременно проводят ток диоды, аноды или катоды которых объединены в общую точку, а другие выводы связаны с разными фазами трансформатора. Коммутация сопровождается внутренним междупазным коротким замыканием. Возникающий ток короткого замыкания i_k вычитается из тока диода, выходящего из работы, и прибавляется к току диода, вступающего в работу. Изменение токов диодов в процессе коммутации можно определить, пользуясь методом наложения.

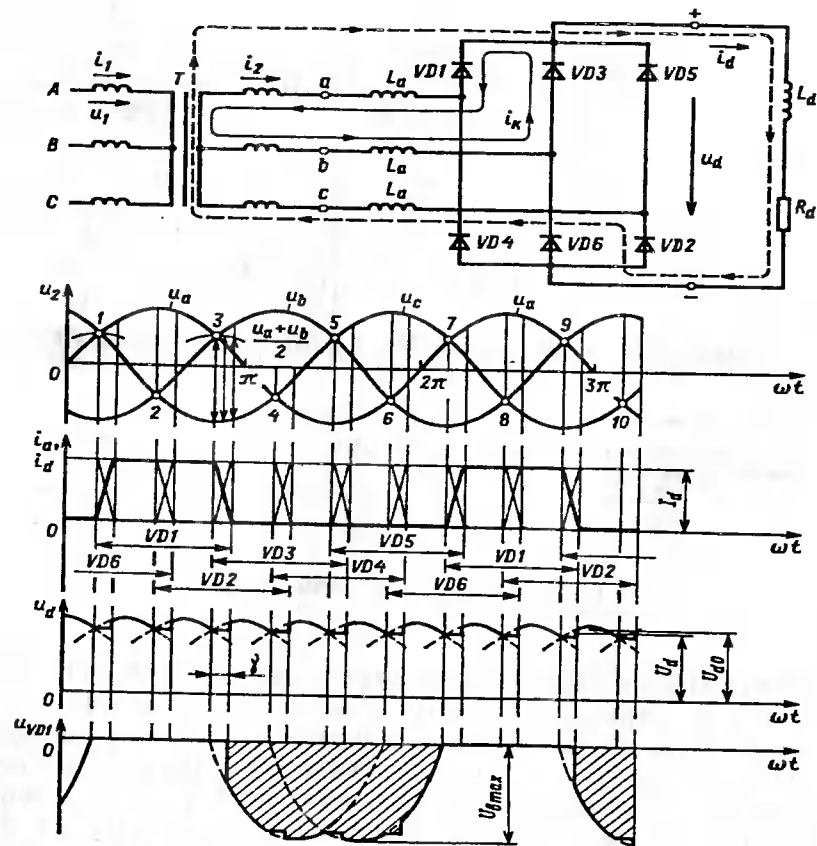


Рис. 6.14. Схема коммутации в трехфазном мостовом выпрямителе и временные диаграммы токов и напряжений

Уравнение коммутации. Рассмотрим процесс коммутации на примере мостовой шестипульсовой схемы при переключении тока с диода $VD1$ на диод $VD3$ (рис. 6.14). Процесс коммутации начинается в момент, соответствующий точке 3. Коммутирующая ЭДС $e_k = e_b - e_a = \sqrt{3}\sqrt{2}E_2 \sin\omega t$. Ток коммутации увеличивается от нуля и имеет косинусоидальную зависимость, так как замыкается в цепи с индуктивным сопротивлением, равным $2\omega L_a$:

$$i_k = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}E_2}{2\omega L_a} (1 - \cos\omega t). \quad (6.51)$$

Токи диодов

$$i_{VD1} = I_d - i_k = I_d - \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}E_2}{2\omega L_a} (1 - \cos\omega t); \quad (6.52)$$

$$i_{VD3} = i_k = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}E_2}{2\omega L_a} (1 - \cos\omega t). \quad (6.53)$$

Коммутация заканчивается при

$$\omega t = \gamma, i_{VD1} = 0, i_{VD3} = I_d = \frac{\sqrt{6}E_2}{2\omega L_a} (1 - \cos\gamma). \quad (6.54)$$

Уравнение коммутации

$$1 - \cos\gamma = \frac{2I_d\omega L_a}{\sqrt{6}E_2}, \quad (6.55)$$

где E_2 — эффективное фазное напряжение вторичной обмотки на холостом ходу.

Угол коммутации

$$\gamma = \arccos \left(1 - \frac{2I_d\omega L_a}{\sqrt{6}E_2} \right). \quad (6.56)$$

Для мостовой шестипульсовой схемы при соединении вторичной обмотки треугольником уравнение коммутации:

$$1 - \cos\gamma = \frac{2I_d\omega L_a}{3\sqrt{2}E_2}, \quad (6.57)$$

где E_2 — эффективное фазное напряжение вторичной обмотки, соединенной треугольником.

Для нулевой шестипульсовой схемы уравнение коммутации аналогично уравнению (6.59), но в нем отсутствует множитель 2 перед I_d , так как ток диода равен $I_d/2$:

$$1 - \cos\gamma = \frac{I_d\omega L_a}{\sqrt{6}E_2}. \quad (6.58)$$

Угол коммутации γ во всех шестипульсовых схемах при равных токах I_d одинаков. Это объясняется пропорциональным изменением анодной индуктивности соответствующей схемы.

Для двенадцатипульсовой схемы уравнение коммутации

$$1 - \cos \gamma = \frac{2I_d \omega L_a}{\sqrt{6} E_{21}}, \quad (6.59)$$

где E_{21} — эффективное фазное напряжение обмотки, соединенной звездой.

Влияние коммутации на работу выпрямителя. Процесс коммутации влияет на формы кривых выпрямленного напряжения u_d и токов i_1 и i_2 в обмотках трансформатора. Это сказывается на среднем значении и на гармоническом составе выпрямленного напряжения, а также на гармоническом составе тока, потребляемого из сети. По сравнению со случаем идеального выпрямителя с мгновенной коммутацией при реальных процессах коммутации изменяются лишь амплитуды и фазы гармоник в кривых u_d и i_d . Порядок гармоник сохраняется.

На интервале коммутации (см. рис. 6.14) диодов $VD1$ и $VD3$ потенциал точки "—" определяется фазой c благодаря наличию проводящего диода $VD2$. Потенциал же точки "+" формируется под влиянием напряжений двух фаз a и b в короткозамкнутом контуре, содержащем два проводящих диода $VD1$ и $VD3$. В результате потенциал точки "+" определяется полусуммой напряжений фаз, участвующих в коммутации: $0,5(u_a + u_b)$. На интервале угла коммутации γ происходит уменьшение выпрямленного напряжения. Это сказывается и на среднем значении выпрямленного напряжения:

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_{d\gamma}, \quad (6.60)$$

где $\Delta U_{d\gamma}$ — среднее значение коммутационного снижения напряжения.

Величину $\Delta U_{d\gamma}$ находим усреднением коммутационных площадок за период повторяемости выпрямленного напряжения $\pi/3$:

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\gamma} \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}}{2} \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_2 (1 - \cos \gamma). \quad (6.61)$$

Выражение в скобках определим из уравнения коммутации (6.58). Тогда уравнение (6.64), являющееся внешней характеристикой выпрямителя, получает вид:

$$U_d = U_{d0} - \frac{3I_d \omega L_a}{\pi}. \quad (6.62)$$

Здесь $L_a = \frac{L_c + L_{s1}}{k_T^2} + L_{s2}$; L_c, L_{s1}, L_{s2} — соответственно индуктивности

питающей сети, рассеяния первичной и вторичной обмоток трансформатора, k_T — коэффициент трансформации.

Для нулевой шестипульсовой схемы выпрямления

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{3I_d \omega L_a}{4\pi}, \quad (6.63)$$

где L_a — приведенная к вторичной стороне суммарная индуктивность фазы (индуктивность трансформатора при этом вычисляется на основе данных короткого замыкания, когда напряжение подводится к первичной стороне, и замыкается только одна из вторичных звезд):

Для двенадцатипульсовой схемы последовательного типа

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{6I_d \omega L_a}{\pi}, \quad (6.64)$$

где L_a — определяется с учетом работы вторичной обмотки, соединенной звездой;

$$L_a = \frac{L_c + L_{s1}}{k_T^2} + L_{s2}.$$

Индуктивность трансформатора, входящую во все выражения с учетом коммутации, определяют по напряжению короткого замыкания u_k трансформатора при номинальном значении первичного тока $I_{1ном}$:

$$\omega L_T = x_T = \frac{u_k}{I_{1ном} k_T^2} \quad (6.65)$$

или

$$x_T = \frac{u_k U_1}{I_{1ном} k_T^2 \cdot 100}, \quad (6.66)$$

где $u_k = \frac{u_k 100}{U_1}$ — относительное напряжение короткого замыкания трансформатора, выраженное в процентах.

Коммутация выпрямителя обуславливает формирование внешней характеристики с наклоном, пропорциональным току нагрузки I_d и анодной индуктивности.

6.5. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

Назначение и способы регулирования выпрямленного напряжения. С помощью управляемых тиристорных или тиристорно-диодных выпрямителей решаются задачи плавного регулирования среднего значения выпрямленного напряжения в результате изменения угла управления α , задающего момент включения тиристоров относительно точки естественной коммутации. Управляемые выпрямители выполняют также функцию бесконтактного коммутационного аппарата, обеспечивающего отключение цепи нагрузки от сети в случае аварийного нарастания тока или при рабочем токе снятием импульсов управления с тиристоров. Указанные функции возможно реализовать выпрямителем, в выпрямительной схеме которого применяются тиристоры и диоды (например, в мостовой схеме в анодной группе — диоды, а в катодной — тиристоры).

Трехфазный полностью управляемый выпрямитель, как и однофазный управляемый выпрямитель, является обратимым преобразователем. Он может быть переведен в режим ведомого сетью инвертора для возврата в сеть энергии от потребителя (случай рекуперативного торможения). Такие выпрямители называются *выпрямительно-инверторными* преобразователями.

Среднее значение выпрямленного напряжения в трехфазных выпрямителях может регулироваться не только способом фазового управления тиристорами выпрямительной схемы. Регулирование возможно (как и в однофазных выпрямителях) изменением коэффициента трансформации в результате переключения числа витков обмоток преобразовательного трансформатора, фазовым способом в результате включения тиристоров между трансформатором и диодной выпрямительной схемой, импульсным методом, включением дросселей насыщения.

Наиболее перспективными являются полностью управляемые тиристорные выпрямители с фазовым регулированием, а также импульсные выпрямители. Рассмотрим эти виды управляемых выпрямителей, используя мостовую шестипульсовую схему выпрямления.

Мостовой тиристорно-диодный выпрямитель. В анодной группе мостового трехфазного выпрямителя включены диоды VD_2, VD_4, VD_6 , а в катодной — тиристоры VT_1, VT_3, VT_5 (рис. 6.15).

Процессы в выпрямителе рассмотрим при допущении идеального сглаживания тока и учете влияния анодной индуктивности. Начало коммутации тиристоров задерживается на угол α , диоды начинают переключение в момент естественного начала коммутации (точки 2, 4, 6, 8 на рис. 6.15). Интервалы коммутации для тиристоров γ_T и для диодов γ_D определяются отличающимися коммутирующими ЭДС, поэтому могут отличаться на различное значение в зависимости от угла α .

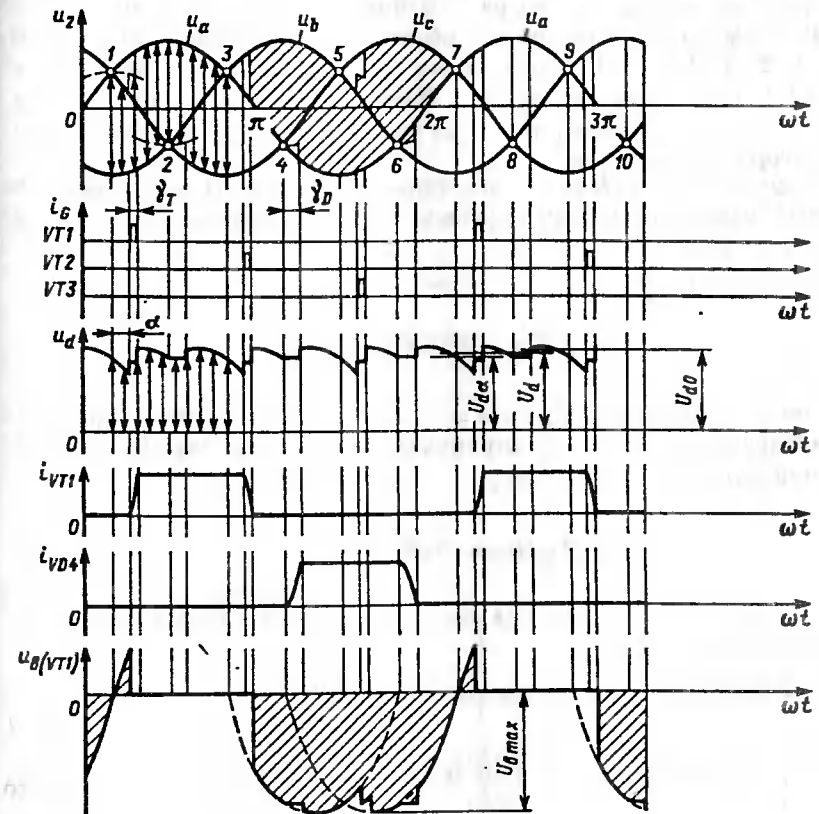
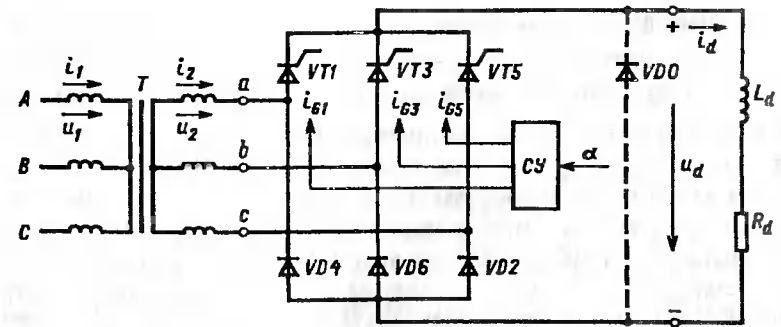


Рис. 6.15. Схема и временные диаграммы напряжений и токов мостового полууправляемого выпрямителя

Выпрямленное напряжение u_d имеет площадки снижения из-за угла α и коммутационные площадки из-за интервалов коммутации γ_T и γ_D . В зависимости от α возможны режимы шестипульсового ($\alpha < \pi/3$) и трехпульсового выпрямления ($\pi/3 < \alpha < \pi$). В последнем случае на кривой u_d имеются точки перехода через нуль.

Токи обмоток трансформатора вследствие сдвига по фазе тока тиристоров на угол α в положительный и отрицательный полупериоды оказываются приближенными друг к другу, что вызывает появление в сетевом токе не только нечетных, но и четных гармонических составляющих. Это снижает энергетические показатели выпрямителя. Для улучшения показателей работы полууправляемого выпрямителя его выход можно шунтировать в обратном направлении диодом V_{D0} (см. рис. 6.15, а). В такой схеме при глубоком регулировании ($\alpha > \pi/3$) отрицательные участки кривой $u_d = 0$ исчезают; на этих интервалах ток I_d замыкается через диод V_{D0} , минуя обмотки трансформатора и тиристоры.

Особенностью сетевой коммутации управляемых выпрямителей является изменение коммутирующей ЭДС e_k в зависимости от угла α (см. рис. 6.16).

Коммутирующая ЭДС

$$e_k = e_a - e_c = \sqrt{3}\sqrt{2}E_2 \sin(\omega t + \alpha). \quad (6.67)$$

В общем виде ток короткого замыкания i_k замыкается в контуре с коммутирующей ЭДС e_k и ограничивается в схеме звезды двойной анодной индуктивностью $2\omega L_a$:

$$i_k = \sqrt{2}I_k [(\cos\alpha - \cos(\alpha + \omega t))], \quad (6.68)$$

где I_k — эффективное значение тока короткого замыкания в контуре коммутации; $I_k = \sqrt{3}E_2/(2\omega L_a)$.

Токи тиристоров на интервале коммутации

$$i_{VT5} = I_d - i_k = I_d - \frac{\sqrt{6}E_2}{2\omega L_a} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \omega t)]; \quad (6.69)$$

$$i_{VT1} = i_k = \frac{\sqrt{6}E_2}{2\omega L_a} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \omega t)], \quad (6.70)$$

где E_2 — эффективное фазное напряжение вторичной обмотки.

При $\omega t = \alpha + \gamma i_k = I_d$. Из этого граничного условия следует $I_d = \frac{\sqrt{6}E_2}{2\omega L_a} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$, откуда уравнение коммутации управляемого выпрямителя

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2I_d\omega L_a}{\sqrt{6}E_2}. \quad (6.71)$$

Угол коммутации максимален при $\alpha = 0$ и минимален при $\alpha = \pi/2 = 90$ эл. град. (рис. 6.16).

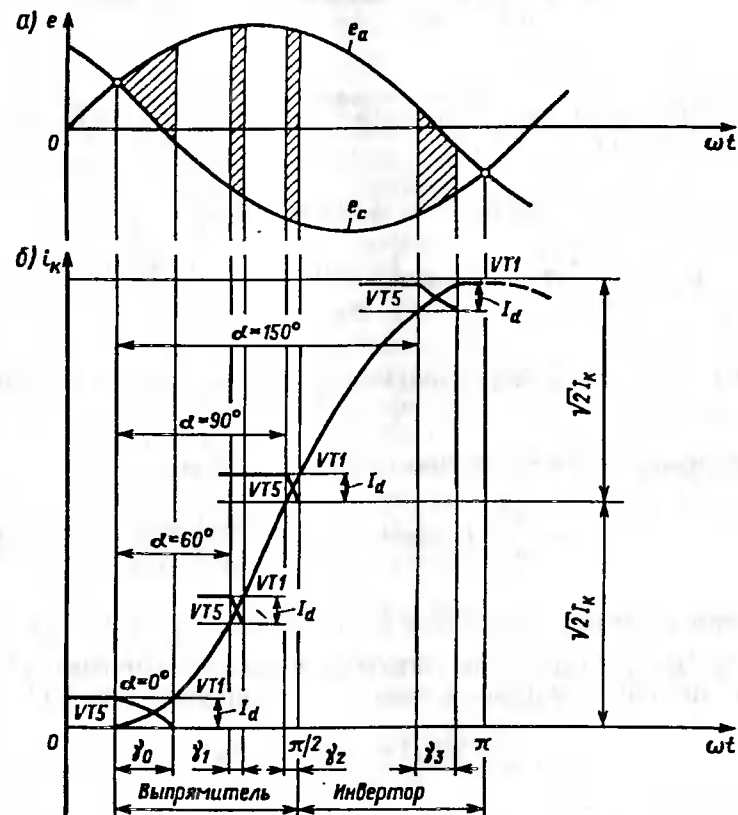


Рис. 6.16. Графики ЭДС (а) и коммутирующего тока (б)

В режиме $0 < \alpha < \pi/3$ среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{d\alpha} = U_{d0} - \Delta U_{d\gamma} - \Delta U_{d\gamma_D} - \Delta U_{d\alpha}, \quad (6.72)$$

где

$$\Delta U_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_0^{\alpha} \sqrt{3} \sqrt{2} E_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6} E_2}{2\pi} (1 - \cos \alpha); \quad (6.73)$$

$$\Delta U_{d\gamma_D} = \frac{3}{2\pi} \int_0^{\gamma_D} \frac{\sqrt{3} \sqrt{2} E_2}{2} \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6} E_2}{2\pi 2} (1 - \cos \gamma_D); \quad (6.74)$$

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \gamma} \frac{\sqrt{3} \sqrt{2} E_2}{2} \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6} E_2}{2\pi 2} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (6.75)$$

С учетом выражений (5.123)—(5.125) получим:

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{6} E_2}{2\pi} \left[2 - 1 + \cos \alpha - \frac{1 + \cos \gamma_D}{2} - \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma_T)}{2} \right] - \frac{3\sqrt{6} E_2}{2\pi} [1 + \cos \alpha + \cos \gamma_D + \cos(\alpha + \gamma_T)]. \quad (6.76)$$

Для случая $L_a = 0$ выражение (6.79) получает вид

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{6} E_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha) = U_{d0} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right). \quad (6.77)$$

Выразив тригонометрические функции $\cos(\alpha + \gamma_T)$ и $\cos \gamma_D$ в уравнении (6.79) через параметры нагрузки с помощью соотношений (6.74) и (6.59), получим уравнение внешней характеристики (рис. 6.17)

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{6} E_2}{\pi} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) - \frac{3I_a \omega L_a}{\pi}. \quad (6.78)$$

Управляемый мостовой тиристорно-диодный выпрямитель проще полностью управляемого. Но из-за несимметричности кривой первичного тока его применение целесообразно лишь при неглубоком регулировании выпрямленного напряжения.

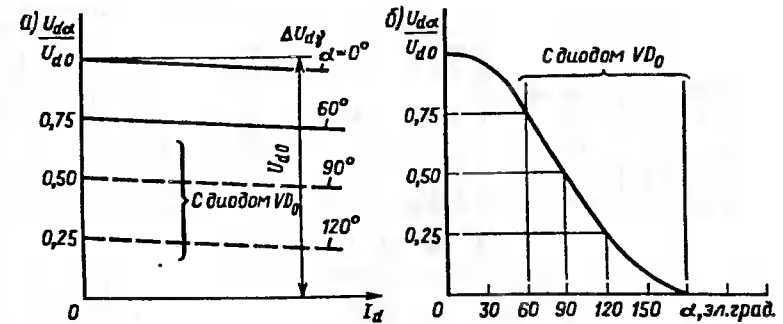


Рис. 6.17. Внешняя (а) и регулировочная (б) характеристики полууправляемого мостового выпрямителя

Мостовой управляемый выпрямитель. Выпрямитель выполняется на тиристорах $VT1—VT6$ (рис. 6.18). По сравнению с несимметричной схемой полууправляемого выпрямителя в данной схеме все процессы симметричны и характеристики выпрямителя более благоприятны в широком диапазоне регулирования.

На тиристоры от схемы управления $СУ$ подаются сдвоенные (с интервалом $\pi/3 = 60$ эл. град.) импульсы управления или пакеты импульсов длительностью более $\pi/3$. Такой алгоритм следования импульсов необходим для одновременного отпирания одного тиристора в катодной и одного тиристора в анодной группах, чтобы образовалась непрерывная цепь нагрузки при включении выпрямителя и в режиме прерывистого тока при глубоком регулировании.

Коммутация в этой схеме происходит по общим физическим закономерностям. Уравнение коммутации такое же, как для полууправляемого выпрямителя [см. уравнение (6.74)].

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{d\alpha} = U_{d0} - \Delta U_{d\gamma} - \Delta U_{d\alpha}, \quad (6.79)$$

где

$$\Delta U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\alpha} \sqrt{3} \sqrt{2} E_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6} E_2}{\pi} (1 - \cos \alpha); \quad (6.80)$$

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \gamma} \frac{\sqrt{3} \sqrt{2} E_2}{2} \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6} E_2}{2\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (6.81)$$

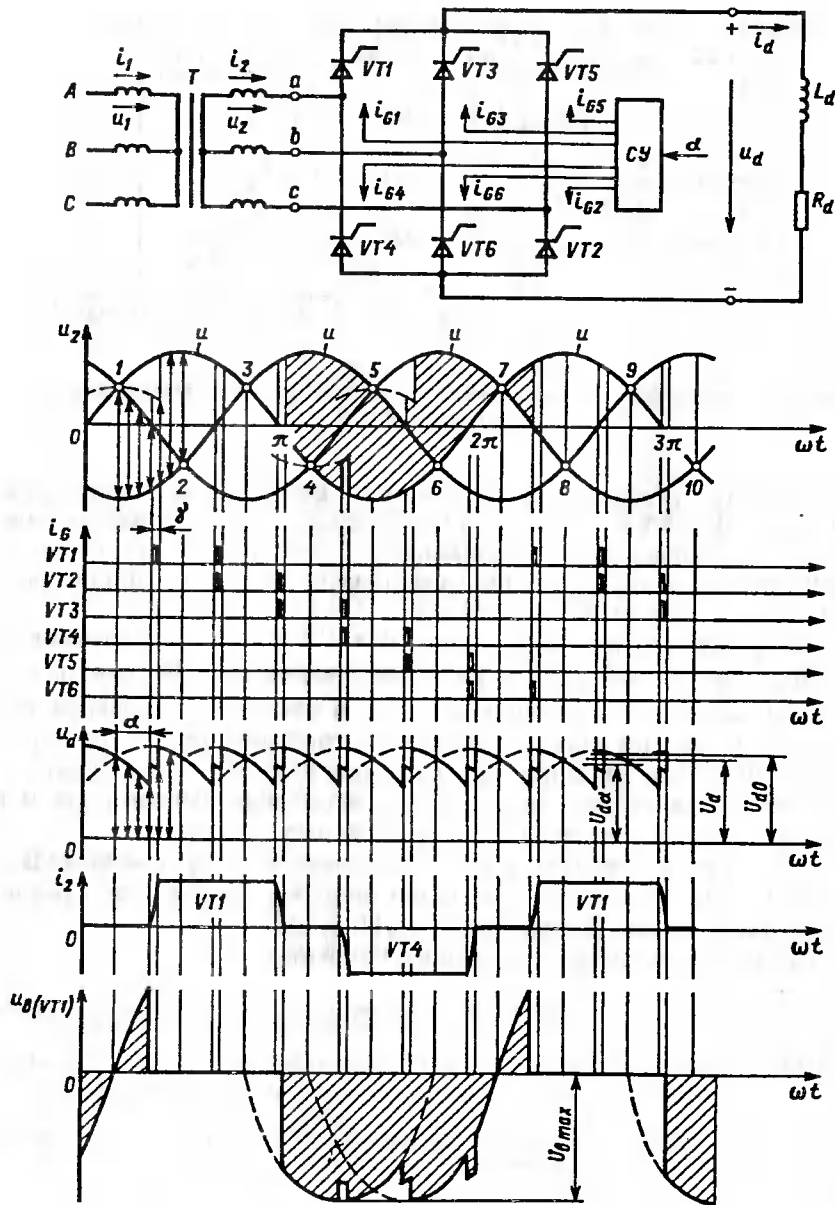


Рис. 6.18. Схема и временные диаграммы напряжений и токов управляемого мостового шестипульсового выпрямителя

Тогда

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{6}E_2}{\pi} - \frac{3\sqrt{6}E_2}{\pi} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)] - \frac{3\sqrt{6}E_2}{\pi} (1 - \cos\alpha) =$$

$$= \frac{3\sqrt{6}E_2}{\pi} \left[1 - \frac{\cos\alpha}{2} + \frac{\cos(\alpha + \gamma)}{2} - 1 + \cos\alpha \right] = U_{d0} \left[\frac{\cos(\alpha + \gamma) + \cos\alpha}{2} \right]. \quad (6.82)$$

Подставив вместо $\cos(\alpha + \gamma)$ выражение из уравнения коммутации (6.74), получим уравнение внешней характеристики

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \left[\frac{\cos\alpha}{2} + \frac{1}{2} \left(\cos\alpha - \frac{2I_d \omega L_a}{\sqrt{6}E_2} \right) \right] = U_{d0} \cos\alpha - \frac{3I_d \omega L_a}{\pi}. \quad (6.83)$$

При изменении угла управления $0 < \alpha < \pi/3$ напряжение и ток выпрямителя непрерывны даже при активной нагрузке. Для этого режима (I) среднее значение выпрямленного напряжения, как следует из выражения (6.86) при $L_a = 0$

$$U_{d\alpha}^I = U_{d0} \cos\alpha. \quad (6.84)$$

В другом режиме (II) при $\pi/3 < \alpha < 2\pi/3$ кривая выпрямленного напряжения U_d при активной нагрузке становится прерывистой, и среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{d\alpha}^{II} = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3 + \alpha}^{\pi} \sqrt{3}\sqrt{2}E_2 \sin\omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}E_2}{\pi} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right]. \quad (6.85)$$

На рис. 6.19 приведены кривые выпрямленного напряжения при работе мостового шестипульсового выпрямителя при углах управления, соответствующих I ($\alpha_1 < \pi/3$), II и граничному ($\alpha_2 = \pi/3$) режимам.

Предельным углом управления, при котором $U_d = 0$ в случае активной нагрузки является $\alpha_{\max} = 2\pi/3 = 120$ эл. град. (рис. 6.19).

При активно-индуктивной нагрузке с идеальным сглаживанием тока I_d кривая выпрямленного напряжения u_d во всем диапазоне изменения угла α непрерывна (как для режима I) с тем отличием, что при $\alpha > \pi/3$ кривая u_d имеет отрицательные участки (на рис. 6.19 показаны штриховой линией). Для этого режима во всем диапазоне регулирования справедлива формула:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos\alpha. \quad (6.86)$$

Из формулы (6.89) следует, что максимальное значение угла α в режиме идеально сглаженного тока $\alpha_{\max} = \pi/2 = 90$ эл. град.

Внешняя характеристика (рис. 6.20, а) трехфазного мостового выпрямителя по сравнению с однофазным выпрямителем имеет некоторую специфику. В зависимости от тока нагрузки I_d в многофазных схемах могут возникать отличающиеся друг от друга режимы работы. Критерием перехода из одного режима в другой является определенное (граничное) значение угла коммутации γ .

Первый режим работы характеризуется периодической работой двух или трех тиристоров (режим 2—3): во внекоммутационный интервал — 2 тиристора, на интервале коммутации — 3 тиристора. Граничное значение угла коммутации $\gamma = \pi/3 = 60$ эл. град. Участок внешней характеристики для режима нагрузки 2—3 определяется уравнением (6.83). На рис. 6.20, б напряжение U_d отложено в долях напряжения холостого хода U_{d0} , а ток I_d — в долях выпрямленного тока короткого замыкания $I_{dk} = \sqrt{2}E_2/\omega L_a$.

При увеличении тока нагрузки выше граничного значения $I_{d(I-II)}$ угол коммутации остается неизменным ($\gamma = \pi/3$) вследствие задержки начала коммутации на некоторый угол, который называют дополнительным углом управления α' . Физически это явление объясняется тем, что при коммутации тиристоров (диодов), например в катодной группе, тиристор (диод) анодной группы, вступающий в работу, имеет

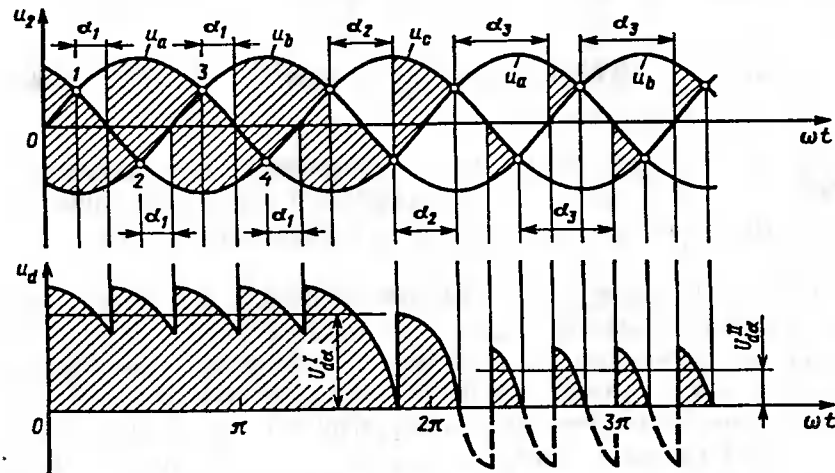


Рис. 6.19. Временные диаграммы режимов работы управляемого трехфазного мостового выпрямителя при активной нагрузке

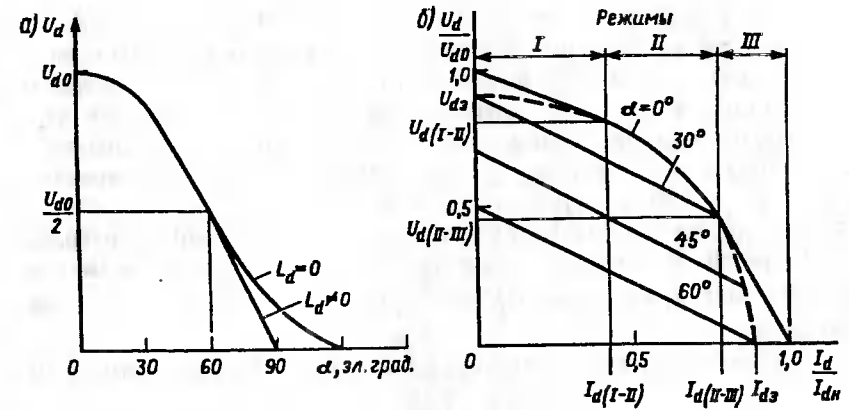


Рис. 6.20. Регулировочная (а) и полная внешняя (б) характеристики управляемого трехфазного мостового выпрямителя

потенциал полусуммы фазных напряжений, а не полное фазное напряжение вступающей в работу фазы. Подстановкой значений $\gamma = \pi/3$ и $\alpha = \alpha'$ в формулы (6.74) и (6.85), возведя их в квадрат и почленно сложив, получим уравнение внешней характеристики выпрямителя во втором режиме:

$$\frac{4(\omega L_a)^2}{6E_2^2} I_d^2 + \frac{2\pi^2}{81E_2^2} U_d^2 = 1. \quad (6.87)$$

Уравнение (6.90) представляет собой дугу эллипса, полуоси которого по координатам I_d и U_d соответственно

$$I_{d0} = \frac{\sqrt{6}E_2}{2\omega L_a}; \quad (6.88)$$

$$U_{d0} = \frac{9E_2}{\pi\sqrt{2}}. \quad (6.89)$$

Граничные значения тока и напряжения, полученные по уравнениям (6.74) и (6.85) при $\alpha = 0$ и $\gamma = \pi/3$,

$$I_{d(I-II)} = \frac{\sqrt{6}E_2}{4\omega L_a}; \quad (6.90)$$

$$U_{d(I-II)} = \frac{9\sqrt{6}E_2}{4\pi}. \quad (6.91)$$

Второй режим заканчивается при условии $\gamma + \alpha' = \pi/2$. При дальнейшем увеличении нагрузки оказывается возможным начало коммутации, например в анодной группе, когда еще не завершилась коммутация в катодной группе. Процессы в этом режиме характеризуются одновременной работой трех тиристоров (диодов), два из которых коммутуют в одной группе, и четырех тиристоров (диодов), которые попарно коммутуют в анодной и катодной группах (режим 3—4). В схеме происходит чередование интервалов нормальной и двойной коммутации. На интервале нормальной коммутации $u_d = 0,5(3\sqrt{2}E_2) \sin \omega t$, а на интервале двойной коммутации $u_d = 0$.

Уравнение внешней характеристики в третьем режиме имеет вид

$$U_d = \frac{9\sqrt{2}E_2}{\pi} - \frac{9I_d \omega L_a}{\pi}. \quad (6.92)$$

Эта характеристика представляет собой прямую линию. Граничные значения тока и напряжения перехода в третий режим можно найти при $\gamma = \pi/3$ и $\alpha' = \pi/6$, используя уравнение (6.74) и (6.85):

$$I_{d(II-III)} = \frac{3\sqrt{2}E_2}{4\omega L_a}; \quad (6.93)$$

$$U_{d(II-III)} = \frac{9\sqrt{6}E_2}{4\pi}. \quad (6.94)$$

Таким образом, получена полная внешняя характеристика мостового трехфазного выпрямителя без учета влияния активных сопротивлений.

Двухмостовой управляемый выпрямитель последовательного типа. Схема выпрямителя содержит тиристоры $VT1—VT6$ и $VT7—VT12$ со схемой управления $СУ$ и активно-индуктивной нагрузкой (рис. 6.21).

Управление тиристорами первого выпрямителя $V1$ и второго $V2$ может быть с равными углами α или отличающимися углами α_1 и α_2 . Кроме того, возможна вариация углов управления тиристорами анодных и катодных групп. Рассмотрим лишь симметричное управление обоих мостов.

В двенадцатипульсовой схеме последовательного типа сигналы управления $i_{G1}—i_{G12}$, подаваемые от $СУ$ на тиристоры $VT1—VT12$, должны быть "счетверенными" или представлять собой пакет импульсов высокой частоты, длительностью не менее $\pi/2 = 90$ эл. град. Это

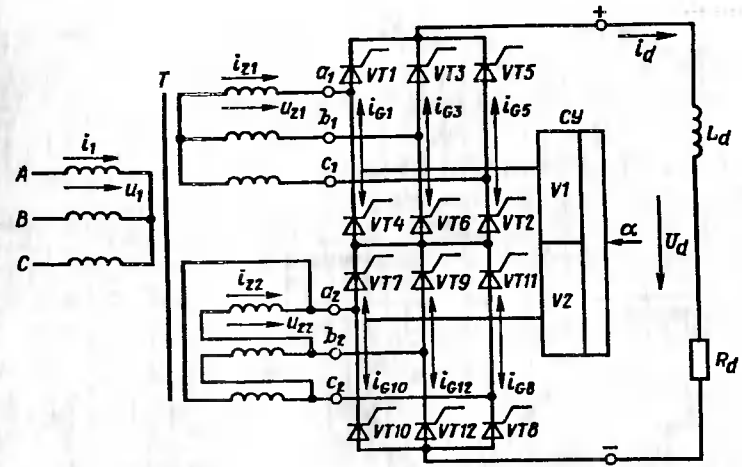


Рис. 6.21. Схема двухмостового двенадцатипульсового управляемого выпрямителя

обеспечивает образование замкнутого контура тока I_d через обе вторичные обмотки трансформатора, два тиристора выпрямителя $V1$, два тиристора выпрямителя $V2$ и нагрузку в любом режиме работы во всем диапазоне изменения угла управления α со всеми видами нагрузки.

Формирование кривых выпрямленного напряжения U_{d1} ; U_{d2} (рис. 6.22) каждого шестиимпульсового выпрямителя ($V1$, $V2$) при изменении α во всем диапазоне $0 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ происходит так же, как в рассмотренном выше управляемом мостовом выпрямителе. Результирующее мгновенное значение выпрямленного напряжения равно сумме мгновенных значений выпрямленного напряжения выпрямителей $V1$ и $V2$. Кривая u_d имеет 12 пульсаций за период. При $\alpha > \pi/3 = 60$ эл. град. выпрямленное напряжение каждого из выпрямителей имеет отрицательные участки. Результирующее напряжение $u_d = u_{d1} + u_{d2}$ не имеет таких участков. Если угол управления α увеличить до значения более 90 эл. град., то на кривой выпрямленного напряжения u_d будут участки с отрицательными значениями.

Среднее значение выпрямленного напряжения в первом режиме ($0 < \alpha \leq \pi/3$)

$$U_{d\alpha} = \frac{6\sqrt{6}E_2}{\pi} \cos \alpha, \quad (6.95)$$

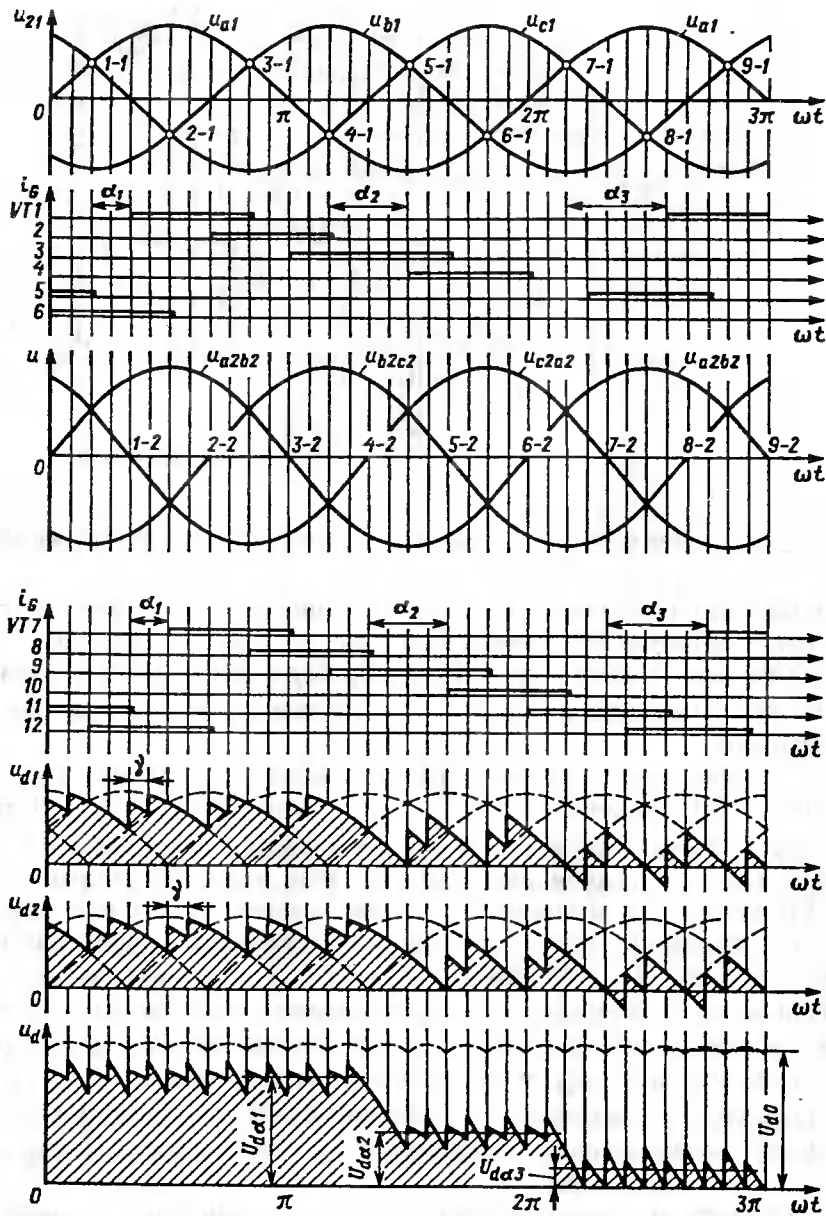


Рис. 6.22. Временные диаграммы напряжений двенадцатипульсового управляемого выпрямителя при углах управления $\alpha_1 = 30^\circ$, $\alpha_2 = 60^\circ$ и $\alpha_3 = 75^\circ$

а во втором режиме ($\pi/3 < \alpha \leq 2\pi/3$)

$$U_{d\alpha} = \frac{6\sqrt{6}E_{21}}{\pi} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right]. \quad (6.96)$$

В выражениях (6.98) и (6.99) E_{21} — эффективное фазное напряжение вторичной обмотки, соединенной звездой. Внешняя и регулировочная характеристики двенадцатипульсового выпрямителя аналогичны характеристикам шестипульсового мостового выпрямителя.

6.6. ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ

Внешние характеристики. Внешняя характеристика выпрямителя представляет собой зависимость среднего выпрямленного напряжения от среднего выпрямленного тока $U_d(I_d)$. Для управляемых выпрямителей существует семейство внешних характеристик, соответствующих различным углам управления α . Внешняя характеристика отражает все режимы работы: от холостого хода до короткого замыкания. С увеличением тока нагрузки выпрямленное напряжение снижается.

Падение напряжения в выпрямителе обусловлено несколькими явлениями, которые условно можно разделить на три группы: падение напряжения, вызванное процессом коммутации, обусловлено анодной индуктивностью и может быть названо *индуктивным* падением напряжения ($\Delta U_{dL} = \Delta U_{d\gamma}$); падение напряжения на активных сопротивлениях схемы — *активное* падение напряжения ΔU_{dR} ; падение напряжения на силовых полупроводниковых приборах выпрямительной схемы ΔU_{dV} .

В общем случае среднее выпрямленное напряжение

$$U_d = U_{d\alpha} - \Delta U_{d\gamma} - \Delta U_{dR} - \Delta U_{dV}, \quad (6.97)$$

где $U_{d\alpha}$ — среднее значение выпрямленного напряжения на холостом ходу при угле управления α ; $\Delta U_{d\gamma}$, ΔU_{dR} , ΔU_{dV} — отдельные составляющие падения среднего значения выпрямленного напряжения, вычисляются с учетом конкретного типа выпрямителя.

Индуктивное падение напряжения $\Delta U_{d\gamma}$ рассмотрено ранее.

Влияние активного сопротивления на падение выпрямленного напряжения рассмотрим на примере трехфазной мостовой схемы (рис. 6.23). Эквивалентное активное сопротивление фазы преобразовательного трансформатора, приведенное ко вторичной обмотке,

$$R_\Phi = R'_{\Phi 1} + R_{\Phi 2}, \quad (6.98)$$

где $R'_{\Phi 1} = R_{\Phi 1}/k_1^2$ — приведенное активное сопротивление фазы первичной обмотки; $R_{\Phi 2}$ — активное сопротивление вторичной обмотки.

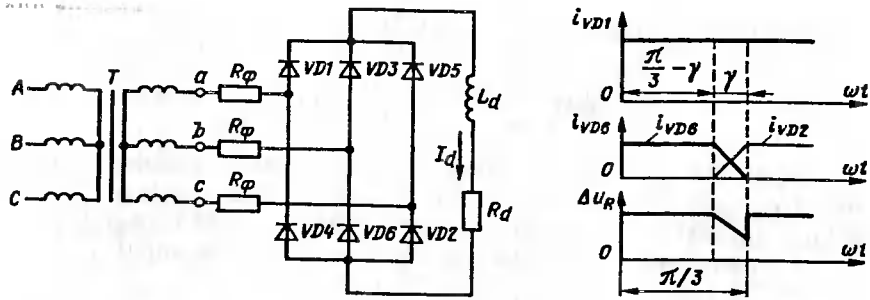


Рис. 6.23. Эквивалентная схема и временные диаграммы напряжений и токов на интервале повторяемости $\pi/3$ мостового трехфазного выпрямителя

Ток I_d в данной схеме протекает последовательно по двум обмоткам трансформатора. При идеальном сглаживании тока мгновенное напряжение Δu_R на внекоммутационном интервале $\pi/3 - \gamma$

$$\Delta u_R = 2R_\phi I_d. \quad (6.99)$$

На интервале коммутации, когда ток переходит с диода $VD6$ на диод $VD2$, при допущении линейной коммутации напряжение

$$\Delta u_R = R_\phi I_\phi + R_\phi I_d \frac{\omega t}{\gamma}. \quad (6.100)$$

Среднее активное падение напряжения

$$\Delta U_{dR} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \Delta u_R d\omega t = \frac{3}{\pi} \left[\int_0^{\pi/3-\gamma} 2R_\phi I_d d\omega t + \int_{\pi/3-\gamma}^{\pi/3} (R_\phi I_d + R_\phi I_d \frac{\omega t}{\gamma}) d\omega t \right] = \frac{3}{\pi} R_\phi I_d \left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} \right). \quad (6.101)$$

Падение напряжения на силовых полупроводниковых приборах

$$\Delta U_{dV} = (U_{T0} + I_{FAV} r_T) s N_d, \quad (6.102)$$

где U_{T0} , r_T — параметры аппроксимированной ВАХ прибора; I_{FAV} — среднее значение тока полупроводникового прибора (с учетом параллельного соединения); s — число последовательных приборов в одном плече выпрямительной схемы, N_d — число плеч выпрямительной схемы, одновременно находящихся в контуре тока I_d .

Аналогично определяются составляющие падений напряжения для других схем выпрямителей. Расчетные формулы для наиболее широко применяемых схем приведены в табл. 6.2.

Гармонические составляющие выпрямленного напряжения и первичного тока выпрямителей. Кривая выпрямленного напряжения при разложении в ряд Фурье содержит постоянную составляющую U_d , равную его среднему значению, и переменную составляющую, определяемую суммой высших гармонических составляющих:

$$u_d = U_d + \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{k=\infty} U_{dM(n)} \sin(n\omega t + \varphi(n)), \quad (6.103)$$

где $U_{dM(n)}$ — амплитуда высшей гармонической составляющей порядка n ; ω — угловая частота питающей сети; $n = kq$ — порядковый номер высшей гармонической составляющей по отношению к основной частоте питающей сети $n = 1$ (q — кратность пульсации выпрямленного напряжения, $k = 1, 2, 3, \dots$, — натуральный ряд чисел); $\varphi(n)$ — начальная фаза высшей гармонической порядка n .

Таблица 6.2

Схема выпрямления	U_{d0}	ΔU_{dI}	ΔU_{dR}	ΔU_{dV}
Однофазная:				
нулевая	$U_{d0} \cos \alpha$	$\frac{I_d \omega L_a}{\pi}$	$R_\phi I_d \left(\frac{\pi - \gamma}{\pi} \right)$	$(U_{T0} + I_{FAV} r_T) s$
мостовая	$U_{d0} \cos \alpha$	$\frac{2I_d \omega L_a}{\pi}$		$2(U_{T0} + I_{FAV} r_T) s$
Трехфазная шестипульсовая:				
нулевая	$U_{d0} \cos \alpha$	$\frac{3I_d \omega L_a}{\pi}$	$\frac{3}{2\pi} R_\phi I_d \left(\frac{\pi - \gamma}{3} - \frac{\gamma}{2} \right)$	$(U_{T0} + I_{FAV} r_T) s$
мостовая	$U_{d0} \cos \alpha$		$\frac{3}{\pi} R_\phi I_d \left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} \right)$	$2(U_{T0} + I_{FAV} r_T) s$
мостовая полупроводниковая	$U_{d0} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right)$	$\frac{6I_d \omega L_a}{\pi}$	$\frac{3}{\pi} R_\phi I_d \left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} \right)$	$2(U_{T0} + I_{FAV} r_T) s$
Трехфазная 12-пульсовая двухмостовая последовательного типа	$U_{d0} \cos \alpha$	$\frac{6I_d \omega L_a}{\pi}$	$\frac{6}{\pi} R_\phi I_d \left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} \right)$	$2(U_{T0} + I_{FAV} r_T) s$

Согласно методу разложения в ряд Фурье периодической функции, удовлетворяющей условиям Дирехле, выражения для определения амплитуд и начальных фаз гармонических составляющих порядка n по отношению к частоте повторяемости функции следующие:

$$U_{dM(n)} = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}; \quad (6.104)$$

$$\varphi_n = \arctg \frac{A_n}{B_n}. \quad (6.105)$$

где A_n, B_n — соответственно амплитуды косинусной и синусной составляющих гармонической составляющей порядка n при разложении в ряд Фурье.

Эти амплитуды определяются по выражениям

$$A_n = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} u_d(t) \cos(n\omega_n t) dt; \quad (6.106)$$

$$B_n = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} u_d(t) \sin(n\omega_n t) dt; \quad (6.107)$$

где $T_n = 2\pi/\omega_n$ — период повторяемости в кривой выпрямленного напряжения, $\omega_n = q\omega$ — угловая частота повторяемости.

Повторяемость кривой выпрямленного напряжения зависит от кратности пульсации q . Как показал анализ схем выпрямления интервал повторяемости $2\pi/q$, а кривая u_d на этом интервале описывается выражением

$$u_d = E_{2M} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha\right), \quad (6.108)$$

где E_{2M} — амплитуда соответствующего вторичного фазного напряжения.

Например, при $q = 2$ $E_{2M} = \sqrt{2}E_2$, при $q = 6$ $E_{2M} = \frac{\sqrt{6}E_2}{2}$ для нулевой и $E_{2M} = \sqrt{6}E_2$ для мостовой схем.

Подставив выражение (6.111) в (6.109) и (6.110), заменив ω_n на $q\omega$, k_q на n и перейдя на интегрирование по параметру ωt , получим:

$$A_n = E_{2M} \frac{q}{\pi} \int_0^{2\pi/q} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha\right) \cos n\omega t d\omega t; \quad (6.109)$$

$$B_n = E_{2M} \frac{q}{\pi} \int_0^{2\pi/q} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha\right) \sin n\omega t d\omega t; \quad (6.110)$$

где $n = kq$ ($k = 1, 2, 3, \dots, q$ — кратность пульсации).

Для U_{dMn} получено единое для всех схем выпрямления выражение:

$$U_{dMn} = E_{2M} \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha \frac{2}{n^2 - 1} \sqrt{1 + n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}, \quad (6.111)$$

где $n = kq$.

Из выражения (6.114) следует, что спектр высших гармонических составляющих зависит от числа пульсаций q выпрямленного напряжения u_d за один период $T = 2\pi/\omega$ напряжения питающей сети. Частота f_n каждой гармонической составляющей связана с частотой питающей сети f соотношением

$$f_n = kqf. \quad (6.112)$$

Состав высших гармонических составляющих при синусоидальном и симметричном питающем напряжении зависит только от схемы выпрямления, но не зависит от углов управления α и коммутации γ . Амплитуды отдельных гармонических составляющих U_{dMn} изменяются в зависимости от глубины управления и угла коммутации.

Для идеальной кривой выпрямленного напряжения u_d ($\gamma = 0, \alpha = 0$, симметричное и синусоидальное питающее напряжение) имеется следующая закономерность для амплитуд высших гармонических составляющих:

$$U_{dM(n)} = 2U_{d0}/(n^2 - 1), \quad (6.113)$$

где $n = kq$ ($k = 1, 2, 3, \dots, q$ — число пульсаций выпрямленного напряжения за период).

Из выражения (6.116) следует, что независимо от схемы выпрямления высшие гармонические составляющие одного и того же порядка n имеют одинаковые амплитуды.

Отношение эффективного значения переменной составляющей выпрямленного напряжения U_{d-} к среднему его значению U_{d0} называется коэффициентом волистости [19, 32, 6] выпрямленного напряжения:

$$k_{\omega} = \frac{U_d}{U_{d0}} = \sqrt{\frac{\sum \left(\frac{U_{d(n)M}}{\sqrt{2}} \right)^2}{U_{d0}^2}}. \quad (6.114)$$

Применяется также другой показатель для оценки качества выпрямленного напряжения, называемый *коэффициентом пульсации* [6]. Он определяется как отношение амплитуды переменной составляющей к среднему значению выпрямленного напряжения и может вычисляться по амплитуде наибольшей (старшей) гармонической составляющей:

$$k_q = U_{d(n)}/U_{d0}, \quad (6.115)$$

где $n = q$.

В табл. 6.3 приведены эффективные значения высших гармонических составляющих выпрямленного напряжения в процентном выражении среднего значения выпрямленного напряжения ($U_{d(n)}/U_{d0}$) и первичного тока в процентном выражении основной гармонической составляющей тока ($I_{1(n)}/I_{1(1)}$) в зависимости от номера высшей гармонической составляющей n для схем выпрямления с числом пульсаций выпрямленного напряжения q (2, 3, 6, 12).

Таблица 6.3

Номер и частота высшей гармонической составляющей		$q = 2$		$q = 3$		$q = 6$		$q = 12$	
n	$f, \text{Гц}$	$U_{d(n)}/U_{d0}, \%$	$I_{1(n)}/I_{1(1)}, \%$	$U_{d(n)}/U_{d0}, \%$	$I_{1(n)}/I_{1(1)}, \%$	$U_{d(n)}/U_{d0}, \%$	$I_{1(n)}/I_{1(1)}, \%$	$U_{d(n)}/U_{d0}, \%$	$I_{1(n)}/I_{1(1)}, \%$
2	100	41,14	—	—	50,00	—	—	—	—
3	150	—	33,33	17,68	—	—	—	—	—
4	200	9,43	—	—	25,00	—	—	—	—
5	250	—	20,00	—	20,00	—	20,00	—	—
6	300	4,04	—	4,04	—	4,04	—	—	—
7	350	—	14,29	—	14,29	—	14,29	—	—
8	400	2,24	—	—	12,50	—	—	—	—
9	450	—	11,11	1,77	—	—	—	—	—
10	500	1,43	—	—	10,00	—	—	—	—
11	550	—	9,09	—	9,09	—	9,09	—	9,09
12	600	0,99	—	0,99	—	0,99	—	0,99	—
13	650	—	7,69	—	7,69	—	7,69	—	7,69
14	700	0,73	—	—	7,14	—	—	—	—
15	750	—	6,67	0,63	—	—	—	—	—
16	800	0,55	—	—	6,25	—	—	—	—
17	850	—	5,88	—	5,88	—	5,88	—	—
18	900	0,44	—	0,44	—	0,44	—	—	—
19	950	—	5,26	—	5,26	—	5,26	—	—
20	1000	0,35	—	—	5,00	—	—	—	—
21	1050	—	4,76	0,32	—	—	—	—	—
22	1100	0,29	—	—	4,55	—	—	—	—
23	1150	—	4,35	—	4,35	—	4,35	—	4,35
24	1200	0,25	—	0,25	—	0,25	—	0,25	—
25	1250	—	4,00	—	4,00	—	4,00	—	4,00

Табл. 6.3 отражает сравнительные свойства схем выпрямления: с увеличением числа пульсаций q за период содержание высших гармонических составляющих уменьшается, следовательно, качество выпрямленного напряжения повышается.

Ниже приведены значения коэффициентов волнистости k_ω и искажения тока питающей сети $k_{нл}$. С увеличением кратности пульсаций q коэффициент волнистости уменьшается, а коэффициент искажения тока стремится к единице.

Число пульсаций q	2	3	6	12
Коэффициенты:				
волнистости k_ω	0,48	0,18	0,04	0,01
искажения тока сети $k_{нл}$	0,900	0,827	0,955	0,989

В реальных условиях питающее напряжение может иметь искажение, быть несинусоидальным и несимметричным. В этом случае спектр высших гармонических составляющих расширен. Так в кривой выпрямленного напряжения шестипульсовых выпрямителей могут появиться гармонические составляющие с частотой 100 Гц и кратные этой частоте. Это вызывает необходимость включать в состав сглаживающих фильтров дополнительные резонансные контуры, настроенные на эти гармонические составляющие, или устраивать специальные двухзвенные или апериодические фильтры [6].

Гармонические составляющие выпрямленного напряжения существенно зависят от угла управления α (для управляемых выпрямителей) и от угла коммутации γ . Рассмотрим зависимости содержания высших гармонических составляющих в кривой выпрямленного напряжения в относительных единицах от относительного значения выпрямленного напряжения при регулировании угла

α (рис. 6.24, а): $U_{d0\alpha} = E_{2m} \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha$. С ростом углов α и γ амплитуды высших гармонических составляющих увеличиваются (рис. 6.24, б). Результирующее влияние углов α и γ на содержание высших гармонических составляющих ($n = 6$ и $n = 12$) в кривой выпрямленного напряжения показано на рис. 6.25. По оси абсцисс отложено значение тока нагрузки в долях тока короткого замыкания. При фиксированном значении анодной индуктивности L_a угол коммутации γ пропорционален току нагрузки.

Эти зависимости имеют сложный характер, что следует учитывать при обосновании диапазона регулирования напряжения и расчета сглаживающего устройства.

Кривая тока первичной обмотки трансформатора i_1 , т. е. тока потребляемого из питающей сети, зависит от типа выпрямителя и характера нагрузки. Как показано выше, во всех выпрямителях при

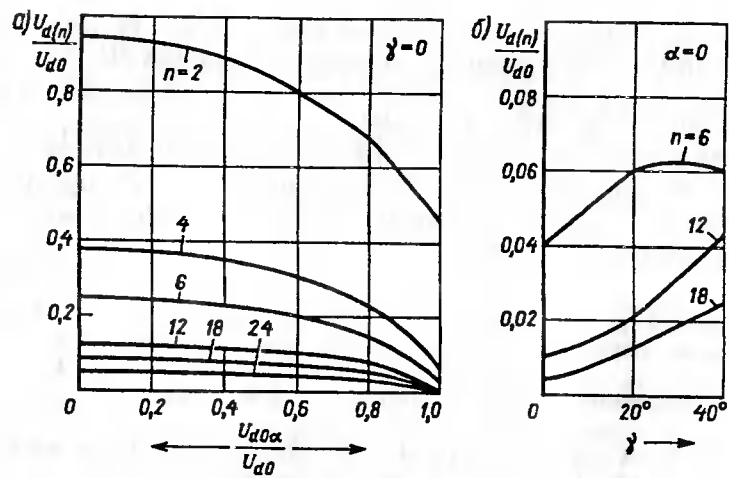


Рис. 6.24. Зависимости высших гармонических составляющих (в относительных единицах) в выпрямленном напряжении от глубины регулирования угла управления α (а) и угла коммутации γ (б)

любом характере нагрузки (кроме однофазного двухпульсового выпрямителя, работающего на активную нагрузку) ток i_1 несинусоидalen (рис. 6.26). Кривая первичного тока i_1 содержит основную гармоническую составляющую с частотой, равной частоте сети, и некоторый спектр высших гармонических составляющих.

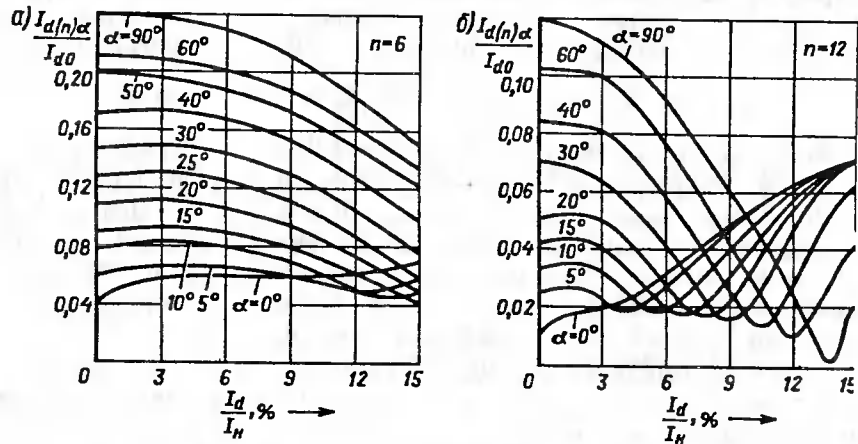


Рис. 6.25. Зависимости гармонических составляющих порядка $n = 6$ (а) и $n = 12$ (б) в выпрямленном напряжении от тока нагрузки при различных углах управления α

Кривая первичного тока выпрямителей представляет собой периодическую нечетную функцию с периодом повторяемости 2π . При разложении этой кривой в ряд Фурье в ней отсутствуют постоянная составляющая и косинусные составляющие, а в синусной составляющей имеются только нечетные гармонические составляющие. Напри-

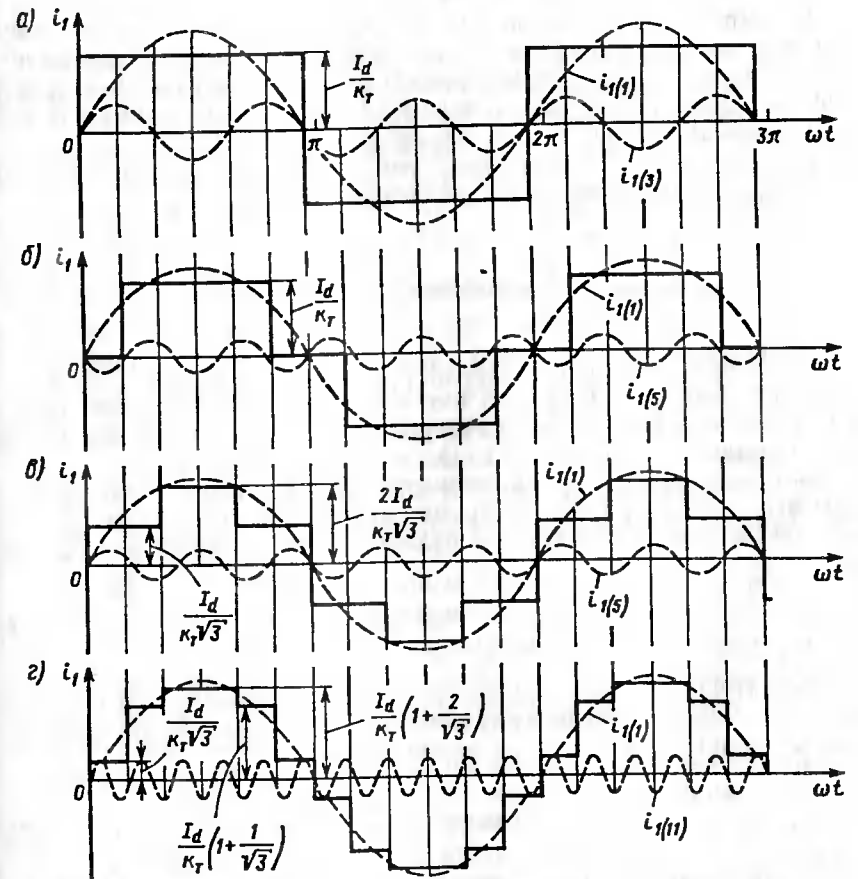


Рис. 6.26. Кривые первичного тока i_1 и его первой гармонической $i_{1(1)}$ и одной старшей высшей гармонической составляющих для однофазного (а), трехфазного шести- и двенадцатипульсового (б, в) с разными схемами соединения обмоток трансформатора и двенадцатипульсового (г) выпрямителей

мер, для идеальной кривой тока однофазного выпрямителя (см. рис. 6.26, а) амплитуды гармонических составляющих

$$I_{1M(n)} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{I_d}{k_T} \sin n\omega t d\omega = \frac{2I_d}{k_T\pi} \left[\frac{\cos n\omega t}{n} \right]_0^{\pi} = \frac{2I_d}{k_T n \pi} [1 - (-1)^n], \quad (6.116)$$

где k_T — коэффициент трансформации трансформатора.

Из выражения (6.119) следует, что при четных значениях n гармонические составляющие равны нулю. Следовательно, для однофазного выпрямителя спектр гармонических составляющих включает в себя первую (основную) гармоническую $n = 1$ и ряд высших гармонических составляющих: старшую ($n = 3$) и следующие ($n = 5, 7, 9, \dots$).

Для трехфазного шестипульсового выпрямителя (см. рис. 6.26, б) амплитуды гармонических составляющих

$$I_{1M(n)} = \frac{2}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{I_d}{k_T} \sin n\omega t d\omega = \frac{4I_d}{k_T n \pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right). \quad (6.117)$$

При n , кратном 2 или 3, гармонические составляющие равны нулю. Следовательно, в кривой тока шестипульсового выпрямителя содержатся основная гармоническая составляющая ($n = 1$) и гармонические составляющие ($n = 5, 7, 11, 13, \dots$).

Выявлены важные закономерности кривой первичного тока выпрямителей. Спектр высших гармонических составляющих выражается зависимостью от кратности пульсаций выпрямленного напряжения:

$$n = qk \pm 1, \quad (6.118)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$

Амплитуды высших гармонических составляющих обратно пропорциональны их порядковому номеру n и выражаются через амплитуду основной гармонической составляющей

$$I_{1M(n)} = \frac{I_{1M(1)}}{n}. \quad (6.119)$$

В табл. 6.4 приведено содержание высших гармонических составляющих $I_{1(n)}$ (эффективные значения) в процентах основной гармонической $I_{1(1)}$.

Эффективное значение первичного тока выпрямителя

$$I_1 = \sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_{n>1} I_{1(n)}^2} = I_{1(1)} \sqrt{1 + \sum_{n>1} \frac{1}{n^2}}. \quad (6.120)$$

Вследствие наличия высших гармонических составляющих эффективное значение тока в питающей сети возрастает (см. табл. 6.4), что вызывает дополнительные потери энергии в питающей системе. Отношение полезной основной гармонической составляющей тока к его полному эффективному значению называется *коэффициентом искажения тока*:

$$k_{н1} = \frac{I_{1(1)}}{I_1}. \quad (6.121)$$

Значения коэффициента искажения тока для различных схем выпрямления приведены в табл. 6.4. Из приведенных данных следует, что с повышением кратности пульсаций q значение $k_{н1}$ стремится к 1. Для двенадцатипульсовых схем $k_{н1} = 0,989$, для двухпульсовых — $k_{н1} = 0,9$. Это подчеркивает энергетическую эффективность многопульсовых схем выпрямления благодаря пониженному содержанию высших гармонических составляющих первичного тока.

Амплитуды высших гармонических составляющих в реальной кривой первичного тока выпрямителя при учете углов коммутации γ и управления α изменяются. Общая закономерность заключается в том, что при идеально сглаженном токе I_d с увеличением угла коммутации γ содержание высших гармонических составляющих снижается. Так как с увеличением угла управления α при том же значении тока I_d угол коммутации γ уменьшается, то увеличение α приводит к относительному росту содержания высших гармонических составляющих первичного тока.

На рис. 6.27 приведены данные гармонического анализа первичного тока при различных углах управления α в зависимости от относительного значения тока нагрузки I_d/I_k , пропорционально с которым изменяется угол коммутации γ [32]. Содержание высших гармонических составляющих приведено применительно к трехфазным выпрямителям.

Напряжение питающей сети на шинах присоединения преобразовательного трансформатора u_1 имеет искажения, вызванные коммутацией выпрямителя. Так как на интервале коммутации продолжительностью γ существует междуфазное короткое замыкание, то напряжение на шинах выпрямителя определяется отношением индуктивностей питающей системы и трансформатора (рис. 6.28). Индуктивности приведены к напряжению питающей сети ($L_T = L_{s1} + k_T^2 L_{s2}$). Чем меньше индуктивное сопротивление питающей сети, тем меньше искажение кривой напряжения. Отношение мощности выпрямителя $P_d = U_d I_d$ к мощности короткого замыкания питающей системы S_c характеризует степень искажения напряжения. Обычно это отношение составляет примерно 1 %.

Вследствие искажения напряжения в его составе появляются высшие гармонические составляющие $U_{1(n)}$. Коэффициент гармоник кривой напряжения

$$k_{гн} = \frac{\sqrt{\sum_{n>1} U_{1(n)}^2}}{U_1}, \quad (6.122)$$

где U_1 — эффективное значение напряжения питающей сети.

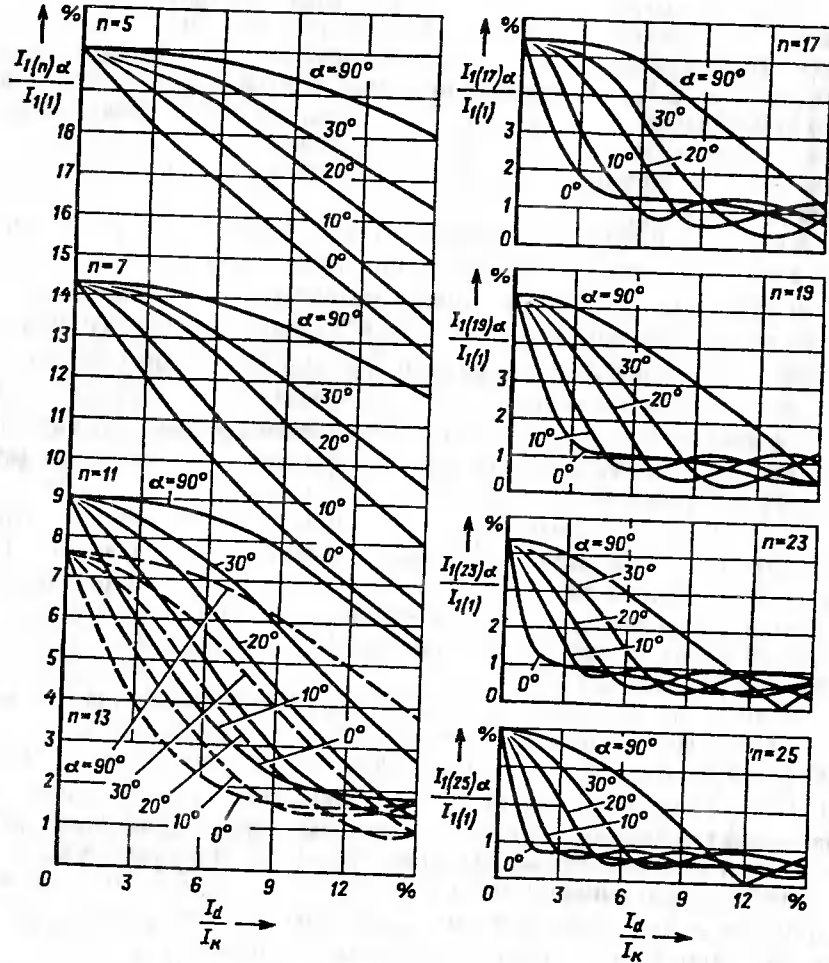


Рис. 6.27. Зависимости высших гармонических составляющих первичного тока от относительного значения тока нагрузки

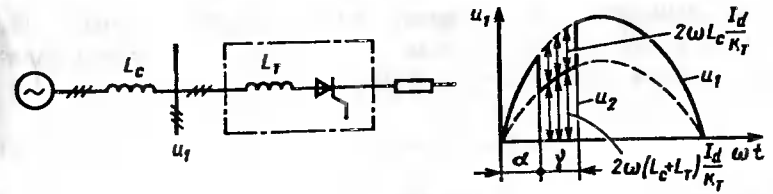


Рис. 6.28. Схема замещения сети и график напряжения питающей сети с учетом коммутации выпрямителя

Коэффициент искажения напряжения определяется аналогично коэффициенту искажения тока.

Спектр высших гармонических составляющих напряжения повторяет спектр тока питающей сети. Амплитуды высших гармонических напряжения достигают нескольких процентов. Количественную оценку содержания высших гармонических в кривой напряжения сети можно дать по номограмме (рис. 6.29) [32].

На рис. 6.29 отражены следующие параметры: относительная мощность выпрямителя $U_d I_d / S_c$ и отношение индуктивностей $L_c / (L_c + L_r)$.

Согласно существующим международным нормам отдельные высшие гармонические составляющие ($n < 13$) не должны превышать 5% напряжения питающей сети. Коэффициент искажения кривой питающего напряжения не должен быть ниже 0,995. При этом коэффициент гармоник напряжения должен быть не выше 10% [32]. Форма кривой напряжения питающей сети в этом случае близка к синусоидальной. В случае превышения существующих норм следует применять специальные фильтры высших гармонических составляющих.

Реактивная мощность. При синусоидальных напряжении и токе полная, активная и реактивная мощности соответственно

$$S = UI, \quad P = UI \cos \varphi, \quad (6.123)$$

$$Q = UI \sin \varphi, \quad (6.124)$$

где U, I — эффективные значения напряжения и тока; φ — фазовый угол сдвига между кривыми напряжения и тока.

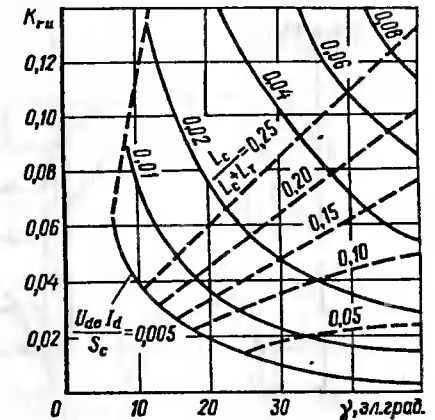


Рис. 6.29. Зависимости коэффициента гармоник напряжения питающей сети для неуправляемого шестипульсового выпрямителя от угла коммутации

Отношение $P/S = \cos\varphi$ называется коэффициентом активной мощности или коэффициентом сдвига гармонических тока и напряжения.

Мгновенная мощность (рис. 6.30, а)

$$p(\omega t) = ui = UI[\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)], \quad (6.125)$$

пульсирует с двойной частотой сети около среднего значения $UI\cos\varphi$. При питании выпрямителей вследствие несинусоидальности тока (рис. 6.30, б) эти соотношения не точно отражают реальные процессы. В этом режиме мощность определяется произведением несинусоидальных напряжения и тока. Поскольку кривая напря-

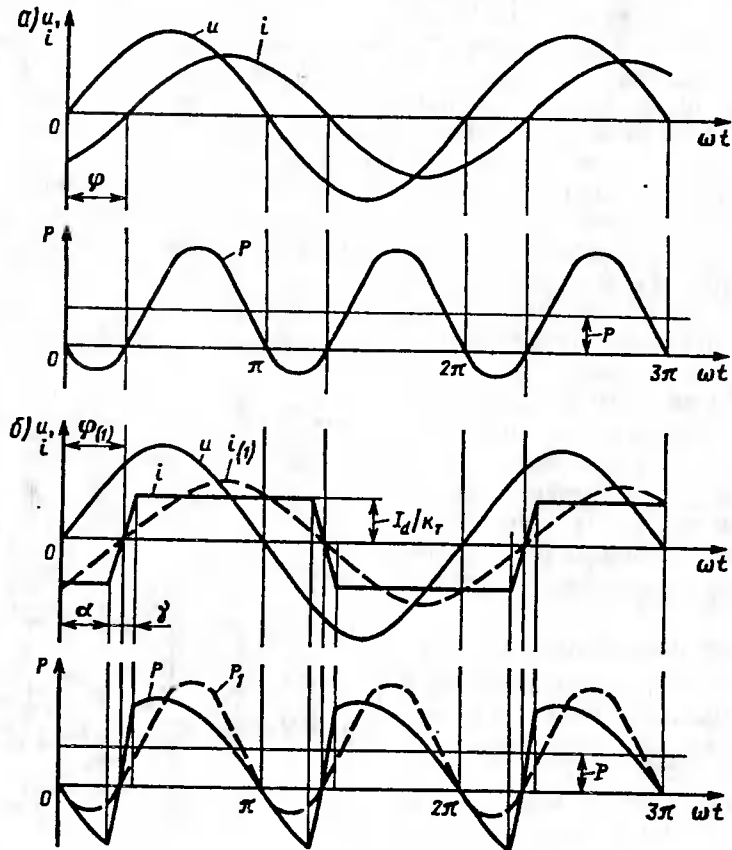


Рис. 6.30. Временные диаграммы напряжений, токов и мощностей питающей сети при синусоидальной форме тока (а) и при несинусоидальной форме тока однофазного выпрямителя (б)

жения сети внешнего электроснабжения имеет незначительные искажения, то при анализе обычно его принимают синусоидальным, а в кривой тока учитывают, кроме основной, высшие гармонические составляющие. При этих допущениях полная мощность выпрямителя

$$S_1 = U_1 I_1 = U_1 \sqrt{I_{(1)}^2 + \sum_{n>1} I_{(n)}^2}, \quad (6.126)$$

где U_1, I_1 — эффективные значения первичного напряжения и тока соответственно.

Активная мощность определяется основной гармонической составляющей:

$$P_1 = P_{1(1)} = U_1 I_{1(1)} \cos\varphi_{(1)}, \quad (6.127)$$

где $\varphi_{(1)}$ — фазовый угол между основными гармоническими составляющими напряжения и тока.

Реактивная мощность

$$Q_1 = \sqrt{S_1^2 - P_1^2} = \sqrt{S_{1(1)}^2 - P_{1(1)}^2}. \quad (6.128)$$

Реактивная мощность Q_1 состоит из двух составляющих: реактивной мощности основной гармонической составляющей

$$Q_{1(1)} = U_1 I_{1(1)} \sin\varphi_{(1)} \quad (6.129)$$

и мощности искажения, зависящей от высших гармонических составляющих тока,

$$D = U_1 \sqrt{\sum_{n>1} I_{1(n)}^2}, \quad (6.130)$$

т. е.

$$Q_1 = \sqrt{Q_{1(1)}^2 + D^2}. \quad (6.131)$$

Графически указанные составляющие мощности можно представить в виде совокупности треугольников мощностей для основной гармонической составляющей и дополненным треугольником искажения (рис. 6.31).

Коэффициент мощности выпрямителя определяется отношением активной мощности к полной

$$k_M = \frac{P_1}{S_1} = \frac{U_1 I_{1(1)} \cos\varphi_{(1)}}{U_1 I_1} = k_{M1} \cos\varphi_{(1)} \quad (6.132)$$

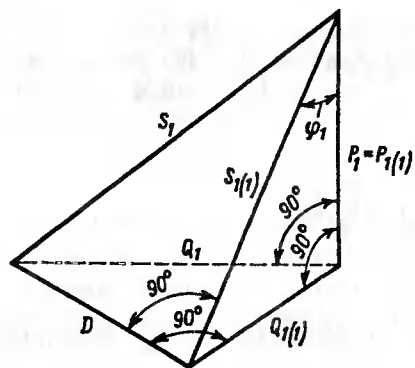


Рис. 6.31. Диаграмма определения полной, активной и реактивной мощностей выпрямителя

Здесь $k_{н1}$ и $\cos\varphi_{(1)}$ называется коэффициентами *искажения тока и фазового сдвига* основных гармонических составляющих.

Для управляемых выпрямителей реактивная мощность Q_1 определяется коммутацией выпрямителя и углом управления выпрямителя. Эти составляющие реактивной мощности естественно назвать реактивными мощностями *коммутации* и *фазового управления*. Мощность Q_1 содержит реактивную мощность намагничивания преобразовательного трансформатора.

Активную мощность выпрямителя в зависимости от угла управления α и угла коммутации γ можно записать следующей формулой

$$P_1 = P_{1(1)} = U_{д0} I_d = (U_{д0} \cos\alpha - \Delta U_{д\gamma}) I_d \quad (6.133)$$

Полная мощность основной гармоники может быть определена по выпрямленному напряжению холостого хода $U_{д0}$ при $\alpha = 0$ и выпрямленному току I_d :

$$S_{1(1)} = U_{д0} I_d \quad (6.134)$$

Тогда

$$\cos\varphi_{(1)} = \frac{P_{1(1)}}{S_{1(1)}} = \frac{(U_{д0} \cos\alpha - \Delta U_{д\gamma}) I_d}{U_{д0} I_d} = \cos\alpha - \frac{\Delta U_{д\gamma}}{U_{д0}} \quad (6.135)$$

Первая составляющая в выражении (6.138) определяется фазовым управлением, а вторая — коммутацией. Чем больше углы управления α и коммутации γ , тем больше угол фазового сдвига $\varphi_{(1)}$ и ниже $\cos\varphi_{(1)}$, т. е. реактивная мощность выпрямителя возрастает (рис. 6.32).

Коэффициент полезного действия выпрямителя. Активные потери в схеме выпрямителя состоят из потерь в преобразовательном трансформаторе $\Delta P_T = \Delta P_C + \Delta P_M$ (где ΔP_C — потери в стали магнитопр-

вода, ΔP_M — потери в обмотках), силовых полупроводниковых приборах $\Delta P_{СПП}$, сглаживающем реакторе ΔP_R и во вспомогательных устройствах (системе охлаждения, устройствах защиты, системе управления) $\Delta P_{всп}$.

Коэффициент полезного действия выпрямителя

$$\eta = \frac{P_d}{P_1} = \frac{P_d}{P_d + \Delta P} = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_C + \Delta P_M + \Delta P_{СПП} + \Delta P_R + \Delta P_{всп}} \quad (6.136)$$

где $P_d = U_d I_d$ — активная мощность на выходе выпрямителя.

Из всех перечисленных составляющих потерь ΔP_C и $\Delta P_{всп}$ не зависят от нагрузки выпрямителя и могут приниматься постоянными. Остальные составляющие потерь зависят от тока нагрузки. Потери в обмотках трансформатора определяют через потери в режиме короткого замыкания $\Delta P_{кз}$.

$$\Delta P_M = \Delta P_{кз} (I_d / I_{дном})^2 \quad (6.137)$$

где $\Delta P_{кз}$ — потери в трансформаторе, определяемые в режиме короткого замыкания.

Потери в СПП от прямого тока согласно формуле (2.94) для диодов и аналогичным зависимостям для тиристоров

$$\Delta P_{СПП} = P_{F(AV)} N_d a s = (U_{то} I_{FAV} + r_T k_{\Phi}^2 I_{FAV}^2) N_d a s \quad (6.138)$$

где $P_{F(AV)}$ — потери в диоде от протекания прямого тока I_{FAV} , зависящего от тока I_d , N_d — число плеч в схеме выпрямления; a и s — соответственно число параллельных и последовательных СПП в одном плече.

Ток $I_{FAV} = I_d / a$, где I_d — средний ток одного плеча выпрямителя.

Потери энергии на переключение диодов и тиристоров при оценке КПД обычного выпрямителя большой мощности не учитываются, так как при частоте 50 Гц они незначительны. Потери в сглаживающем реакторе

$$\Delta P_R = R_p I_d^2 \quad (6.139)$$

где R_p — активное сопротивление обмотки реактора.

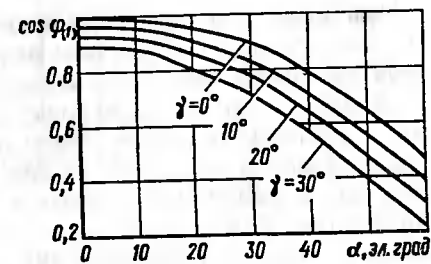


Рис. 6.32. Зависимость коэффициента сдвига от угла управления

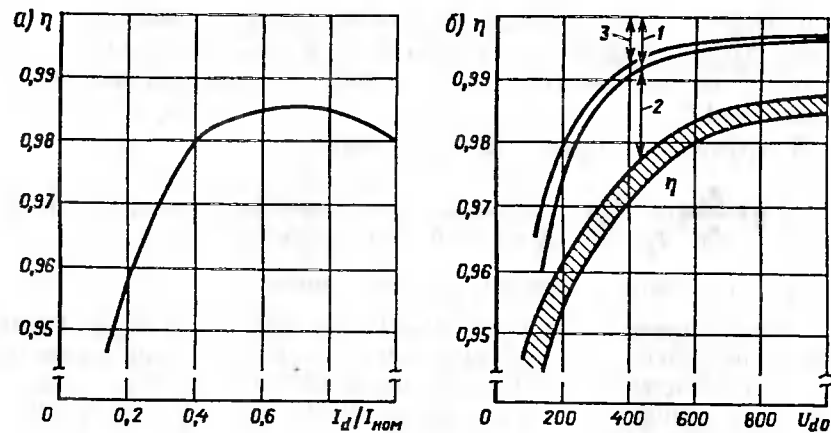


Рис. 6.33. Графики КПД выпрямителей:
1 — значения потерь в тиристорах; 2 — значения потерь в трансформаторе; 3 — значения потерь в диодах

Потери $\Delta P_{всп}$ обычно принимаются не более $0,5\% P_d$, или определяются специальным расчетом.

Из анализа зависимостей КПД от тока нагрузки I_d для тягового неуправляемого трехфазного двухмостового выпрямителя мощностью 10000 кВт (рис. 6.33, а) и КПД от уровня выпрямленного напряжения U_{d0} для диодных и тиристорных выпрямителей мощностью более 100 кВт (рис. 6.33, б) следует, что полупроводниковые выпрямители обладают высоким КПД, превышающим в мощных выпрямителях 98,5%. Это является важнейшим достижением силовой электроники.

6.7. АВАРИЙНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Классификация аварийных режимов. Аварийные режимы в выпрямителях возникают вследствие недопустимых перегрузок, выхода из строя отдельных элементов силовой схемы преобразователя, в том числе пробоя полупроводниковых приборов, или нарушения в системах управления и автоматического регулирования. Такие режимы сопровождаются переходными процессами со значительным увеличением тока в схеме преобразователя, что требует устройства специальной защиты. Для правильного выбора параметров силовой схемы и аппаратов защиты необходим анализ аварийного режима.

Для полупроводниковых преобразователей из-за относительно низкой перегрузочной способности диодов и тиристоров расчеты аварийных режимов являются неотъемлемой частью электрических расчетов силовой схемы и в большинстве случаев являются определяющими при выборе параметров силовых полупроводниковых приборов. При этом важно знать токи в начальный период развития аварии.

Аварии в зависимости от места их возникновения разделяют на внешние и внутренние. К *внутренним* авариям относятся режимы, возникающие при повреждении силовых полупроводниковых приборов в одном или нескольких плечах выпрямительной схемы (рис. 6.34, I) вследствие перегрева прямым током или пробоя чрезмерно высоким обратным напряжением.

Внешние аварии возникают вследствие нарушений вне силовой выпрямительной схемы: короткие замыкания на шинах переменного тока (рис. 6.32, II), шинах выпрямленного тока (рис. 6.34, III), недопустимая перегрузка или короткое замыкание у потребителя (рис. 6.34, IV).

Анализ аварийных режимов при учете всех параметров схемы, включая распределенные емкости элементов и соединение шин, нелинейности цепи с магнитопроводом трансформатора, самих полупроводниковых приборов, довольно сложен. Поэтому при анализе переходных процессов принимают ряд упрощающих допущений, не приводящих к заметным погрешностям в расчетах: полупроводниковые приборы являются идеальными, падениями напряжения на них пренебрегают; активные и индуктивные сопротивления линейны; трехфазная система напряжения питания симметрична и имеет синусоидальную форму с неизменной амплитудой; намагничивающие токи трансформатора и собственные емкости электрооборудования малы и не учитываются; емкости и сопротивления защитных цепей от перенапряжений и радиопомех не учитываются; авария возникает при установившемся режиме питающей сети, переходный процесс включения трансформатора не учитывается; при внутренних авариях токами нагрузки пренебрегают.

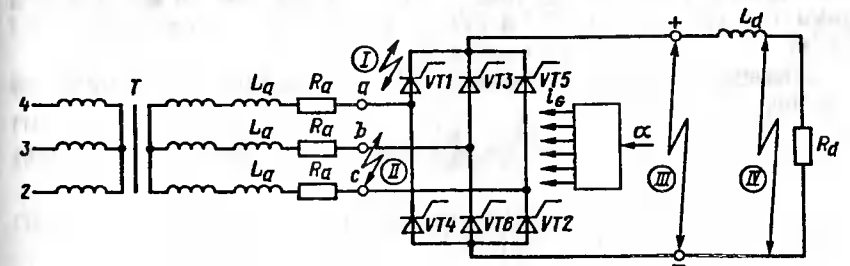


Рис. 6.34. Схема трехфазного мостового выпрямителя

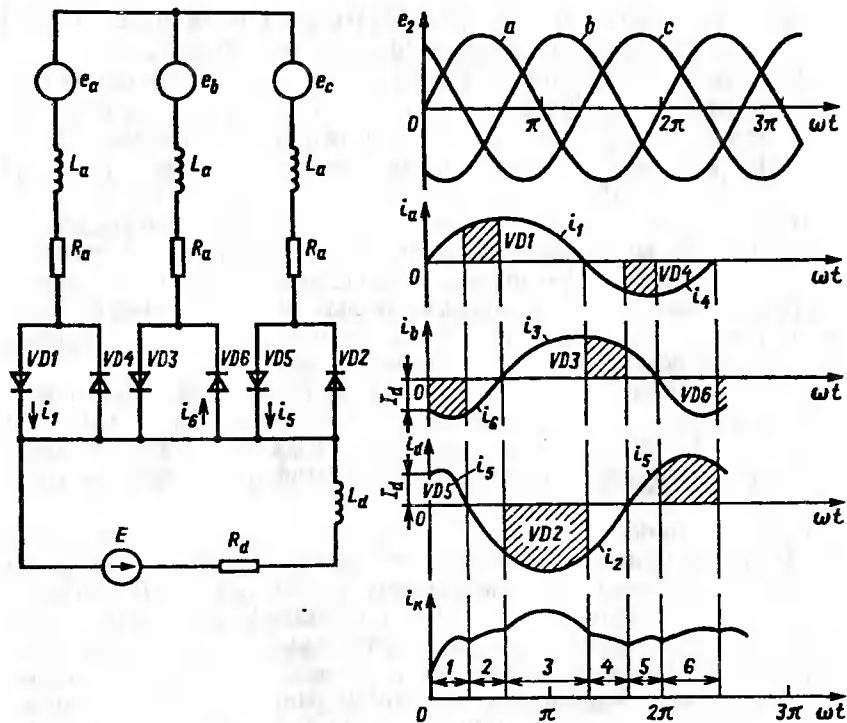


Рис. 6.35. Схема короткого замыкания на шинах неуправляемого трехфазного мостового выпрямителя и графики изменения токов и напряжения

Рассмотрим аварийные режимы трехфазных выпрямителей.

Внешнее короткое замыкание на шинах выпрямленного тока. Рассмотрим глухое короткое замыкание на шинах в момент, когда напряжение фазы *a* переходит через нуль, и вступает в работу *VD1* при работающих *VD5* и *VD6* (рис. 6.35). В этом режиме фазы *a* и *b* замкнуты через диоды *VD1* и *VD6*, а фазы *c* и *b* — через диоды *VD5* и *VD6*.

Мгновенные значения фазных ЭДС, приведенных ко вторичной стороне,

$$e_a = E_{m2} \sin \omega t, \quad (6.140)$$

$$e_b = E_{m2} \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi); \quad (6.141)$$

$$e_c = E_{m2} \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi).$$

Тогда

$$e_a - e_b = R_a i_1 + \omega L_a \frac{di_1}{d\omega t} + R_a i_6 + \omega L_a \frac{di_6}{d\omega t}; \quad (6.142)$$

$$e_a - e_b = R_a i_5 + \omega L_a \frac{di_5}{d\omega t} + R_a i_6 + \omega L_a \frac{di_6}{d\omega t}; \quad (6.143)$$

$$i_1 + i_5 = i_6. \quad (6.144)$$

При решении системы уравнений (6.144—6.146) с учетом выражения (6.143) за базовое значение примем амплитуду установившегося тока трехфазного короткого замыкания

$$I_M = \frac{\sqrt{2E_{2M}}}{\sqrt{R_a^2 + (\omega L_a)^2}},$$

$$\text{где } R_a = \frac{R_1}{k_T^2} + R_2 = \frac{P_{кз}}{3I_{\Phi}^2} = \frac{P_{кз}}{3\left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_{\text{дном}}\right)^2} = \frac{P_{кз}}{2I_{\text{дном}}^2};$$

$$\omega L_a = \omega(L_{1s}/k_T^2 + L_{2s}) = \frac{u_k E_2}{100I_{\Phi}} = \frac{u_k E_2}{100(\sqrt{2}/\sqrt{3})I_{\text{дном}}},$$

где $P_{кз}$, u_k — соответственно потери и напряжение (в процентах) короткого замыкания преобразовательного трансформатора.

Начальными условиями примем $i_1 = 0$; $i_6 = i_5 = I_d$.

Решениями системы уравнений (6.144—6.146) для токов в плечах выпрямительной схемы в долях базового тока I_M являются выражения, состоящие из периодической синусоидальной и аperiodической экспоненциальной составляющих:

$$i_1^* = \sin(\omega t - \varphi) + \sin \varphi \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right); \quad (6.145)$$

$$i_5^* = \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \varphi\right) + \left[I_d^* - \sin\left(\frac{2}{3}\pi - \varphi\right)\right] \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right); \quad (6.146)$$

$$i_6^* = \sin\left(\omega t + \frac{1}{3}\pi - \varphi\right) + \left[I_d^* - \sin\left(\frac{1}{3}\pi - \varphi\right)\right] \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right);$$

где $\varphi = \arctg\left(\frac{\omega L_a}{R_a}\right)$; $\tau = \frac{L_a}{R_a}$.

Ток диода $VD5$, выходящего из работы, станет равным нулю после того, как напряжение фазы c перейдет через нуль и израсходуется вся энергия, запасенная в индуктивных элементах данной фазы. На этом заканчивается интервал 1 (см. рис. 6.35, кривая i_k), на котором ток короткого замыкания равен току диода $VD6$ или сумме токов диодов $VD1$ и $VD5$: $i_k = i_6 = i_1 + i_5$.

На интервале 2 включается диод $VD2$ и формирование тока i_k определяется током i_1 или суммой i_6 и i_2 . На следующих интервалах закономерность формирования тока i_k сохраняется и определяется на интервале 3 токами i_2 или $i_1 + i_3$, на интервале 4 — токами i_3 или $i_2 + i_4$, на интервале 5 — токами i_4 или $i_3 + i_5$ и т. д.

Наибольшей, вероятно, окажется нагрузка током диода $VD1$, так как момент начала аварии совпадает с моментом перехода через нуль напряжения фазы a .

Максимальные значения тока короткого замыкания в плече выпрямителя (рис. 6.36) не превышают двойной амплитуды тока трехфазного короткого замыкания, т. е. ударный коэффициент $k_y \leq 2$. По истечении интервала $3\tau = 3L_a/R_a$ установившийся ток короткого замыкания становится синусоидальным, и диоды загружаются синусоидальными полуволнами тока.

Тепловой эквивалент, определяющий нагрев полупроводниковой структуры диода, численно равен площади, ограниченной кривой квадрата аварийного тока, измеренной в $A^2 \cdot c$.

Особенности аварийного режима сложной двенадцатипульсовой схемы двухмостового выпрямителя. В схеме возможны короткие замыкания на выходе одного из мостов или на выходе двух последовательно соединенных мостов. В первом случае аварийный процесс протекает аналогично рассмотренному выше режиму короткого замыкания на шинах шестипульсового мостового выпрямителя.

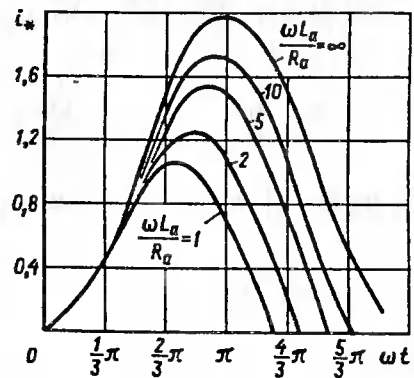


Рис. 6.36. Графики мгновенных значений аварийных токов наиболее нагруженного плеча трехфазного мостового выпрямителя

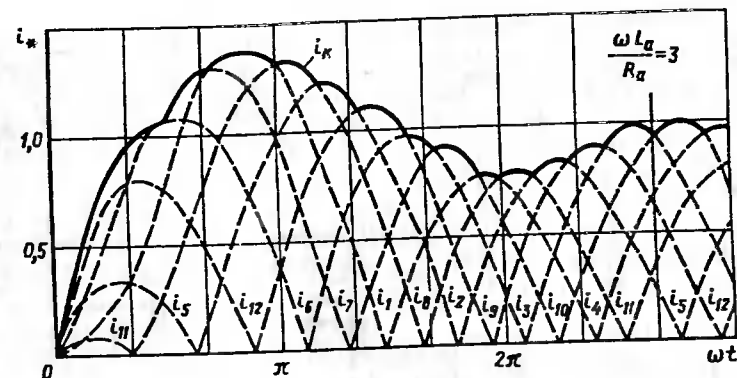


Рис. 6.37. Графики мгновенных значений аварийных токов в плечах и результирующего тока короткого замыкания в двенадцатипульсовом выпрямителе

Во втором случае при мощной питающей энергосистеме каждый из обоих шестипульсовых выпрямителей при коротком замыкании характеризуется независимой работой. Результирующий ток короткого замыкания определяется огибающей максимальных токов по плечам обоих мостов (рис. 6.37) [6].

При учете взаимного влияния обоих мостов характер переходного процесса сохраняется [6]. В инженерной практике приемлем расчет выпрямителей без учета взаимного влияния мостов.

Короткое замыкание управляемых выпрямителей. Одной из основных особенностей аварийного режима управляемого выпрямителя является момент начала аварийного тока в тиристоре, который зависит не только от момента перехода кривой фазного напряжения через нуль, но и от момента подачи управляющего импульса.

В зависимости от момента возникновения короткого замыкания возможны три аварийных случая: в момент коммутации, во внекоммутационный интервал и при включении выпрямителя в момент короткого замыкания. Рассмотрим последний случай. Так как управляющие импульсы одновременно подаются на тиристоры двух плеч, то в схеме возникает двухфазное короткое замыкание, например, фаз a и b через тиристоры $VT1$ и $VT6$ (рис. 6.38). Управляющие импульсы i_G сдвинуты в сторону отставания относительно точек естественной коммутации на угол α , а относительно точек перехода фазного напряжения через нуль на угол $\pi/6 + \alpha$. Отсюда следует, что токи короткого замыкания в тиристорах управляемых выпрямителей меньше, чем в диодах неуправляемых выпрямителей.

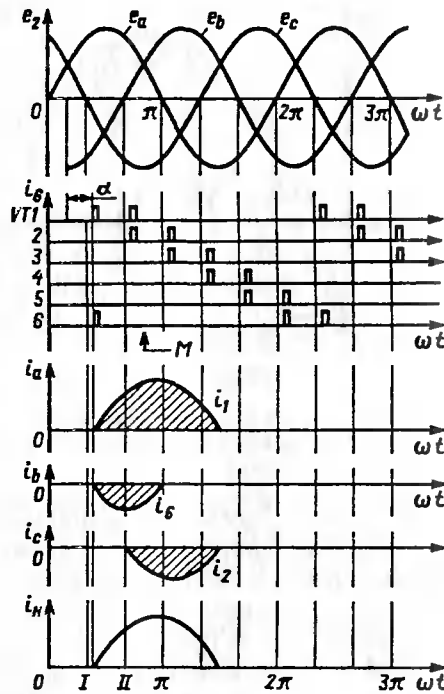
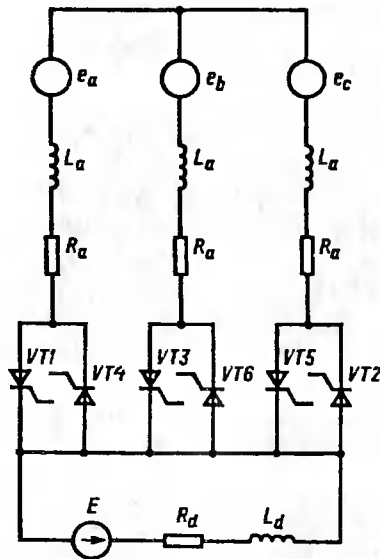


Рис. 6.38. Схема возникновения короткого замыкания на шинах трехфазного мостового выпрямителя и временные диаграммы токов и напряжения: M — момент блокирования управляющих импульсов

На начальной стадии (включены $VT1$ и $VT6$) уравнение равновесия контура короткого замыкания

$$e_a - e_b = 2R_a + 2\omega L_a \frac{di}{d\omega t} \quad (6.147)$$

Решение его в относительных единицах с учетом (6.143) при начальных условиях $\omega t = \pi/6 + \alpha + \gamma$, $i_k = I_d$

$$i_k^* = i_1^* = i_6^* = \sqrt{3} \left[\sin(\omega t + \frac{\pi}{3} - \varphi) - \sin(\alpha + \gamma + \frac{\pi}{3} - \varphi) \exp\left(\frac{\omega t - \alpha - \gamma}{\omega \tau}\right) \right] + I_d^* \exp\left(\frac{\omega t - \alpha - \gamma}{\omega \tau}\right) \quad (6.148)$$

где $\tau = L_a/R_a$.

Если за время интервала $\pi/3$ до очередной подачи импульсов управления на тиристоры $VT2$ и $VT1$ происходит блокирование управления (отключение тиристоров по цепи управления от системы управления), то выпрямитель отключается при спаде тока $i_1 = i_6$ до нуля. Если же за этот промежуток времени блокирования не происходит, то авария продолжается при подаче импульса управления на тиристор $VT2$. Последний включается, и происходит трехфазное короткое замыкание. Ток i_6 при этом снижается, а токи i_1 и i_2 нарастают под действием линейного напряжения u_{ac} . Ток тиристора $VT1$ $i_1 = i_6 + i_2$, а ток i_6 тиристора $VT6$ изменяется в соответствии с закономерностью, описываемой выражением (6.148).

Токи тиристоров на этом интервале [19]:

$$i_1^* = \sin(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi) + \left[I_{11}^* - \sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) \right] \exp\left(\frac{\pi/3 - \omega t}{\omega \tau}\right); \quad (6.149)$$

$$i_2^* = \sin(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi) - \sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right) \exp\left(\frac{\pi/3 - \omega t}{\omega \tau}\right); \quad (6.150)$$

$$i_6^* = \sin(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi) + \left[I_{61}^* - \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \varphi\right) \right] \exp\left(\frac{\pi/3 - \omega t}{\omega \tau}\right); \quad (6.151)$$

где I_{11}^* и I_{61}^* — соответственно $VT1$ и $VT6$ в момент, соответствующий $\omega t = \pi/3$.

После снижения тока i_6 до нуля короткое замыкание из трехфазного снова переходит в двухфазное. Ток проводят тиристоры $VT1$ и $VT2$:

$$i_1^* = i_2^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t - \varphi) + \left[I_{111}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\varphi_2 - \varphi) \right] \exp\left(\frac{\varphi_2 - \omega t}{\omega \tau}\right); \quad (6.152)$$

где φ_2 , I_{111}^* — угол и ток, соответствующие окончанию интервала II.

При блокировании до второй коммутации аварийный процесс завершается при снижении токов i_1 и i_2 до нуля. Если же блокирования не происходит, то двухфазные и трехфазные режимы короткого замыкания продолжают чередоваться.

Мгновенные значения токов тиристоров при коротком замыкании для наиболее тяжелого режима $\alpha = 0$ можно определить по кривым (рис. 6.39) [19].

При блокировании управления тиристорами до первой коммутации (рис. 6.39, а) достигается существенное снижение токов короткого замыкания тиристоров. Блокирование управления до второй коммутации (рис. 6.39, б) сопровождается увеличением токов, но до значений, меньших чем для неуправляемых выпрямителей.

Блокирование управляющих импульсов снижает амплитуду ударного тока короткого замыкания почти в 1,5 раза. При этом коэффициент теплового воздействия уменьшается почти в 3 раза. Одновременно с этим при блокировании происходит локализация аварии в цепи. Число тиристоров, которые пропускают аварийный ток, ограничивается их количеством в момент снятия импульсов.

Применение управляемых выпрямителей позволяет успешнее решать проблему защиты системы электроснабжения тяги от токов короткого замыкания.

Внутреннее короткое замыкание трехфазного мостового выпрямителя. Это короткое замыкание возникает при пробое одного из плеч выпрямителя. Причинами выхода тиристора или диода из строя могут быть перегрев их структуры в процессе перегрузок или пробоя чрезмерно высоким обратным напряжением при перенапряжениях. В случае повреждения от перегрева наиболее опасным является момент пробоя в конце интервала проводимости данного плеча. Пробой обратным напряжением наиболее вероятен в момент приложения максимального обратного напряжения. Наиболее опасным по амплитуде аварийного тока является первый случай аварийной ситуации. Проанализируем аварийные токи для этого случая (рис. 6.40).

Для неуправляемого выпрямителя при пробое диода $VD1$ на интервале I возникает двухфазное короткое замыкание между фазами a и b . Токи диодов $VD1$ и $VD3$ равны ($i_1 = i_3$). На интервале II возникает трехфазное короткое замыкание фаз a, b, c . Ток диода $VD1$ равен сумме токов диодов $VD3$ и $VD5$ ($i_1 = i_3 + i_5$). После перехода кривой

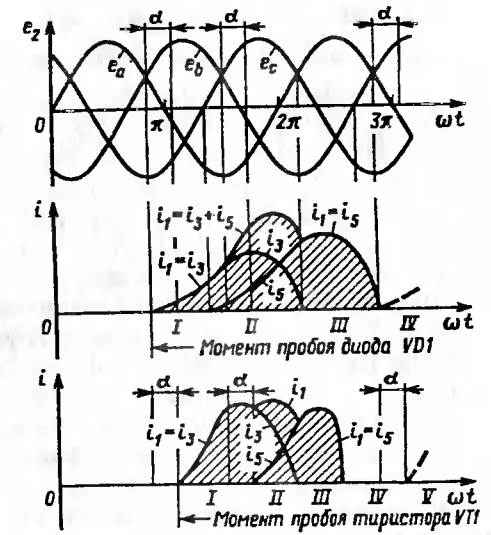
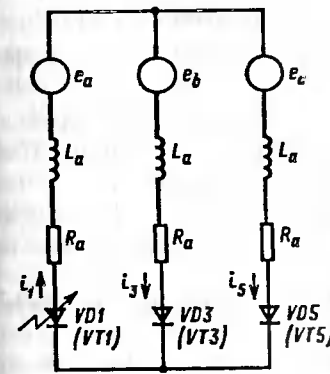


Рис. 6.40. Схема возникновения внутреннего короткого замыкания выпрямителя и временные диаграммы токов и напряжения

e_b через нуль и израсходования электромагнитной энергии, запасенной в этой фазе, ток $i_3 = 0$, а ток диода $VD1$ равен току $VD5$ ($i_1 = i_5$, интервал III). Затем ток i_5 становится равным нулю, а после того, как э. д. с. e_b станет выше e_a , процесс повторится (интервал IV).

Решение уравнений для тока i_1 для интервала I

$$i_1^* = i_3^* = \frac{\sqrt{3}}{2} [\sin(\omega t - \varphi) + \sin \varphi \exp(-\frac{t}{\tau})]; \quad (6.153)$$

для интервала II

$$i_1^* = i_3^* + i_5^* = \sin(\omega t - \frac{\pi}{6} - \varphi) + [I_{11}^* - \sin(\frac{\pi}{3} - \varphi)] \exp(-\frac{\omega t - \pi/2}{\omega \tau}); \quad (6.154)$$

для интервала III

$$i_1^* = i_5^* = \frac{\sqrt{3}}{2} [\sin(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi) - \sin(\frac{\pi}{6} + \varphi) \exp(-\frac{\omega t - \pi/2 - \gamma}{\omega \tau})] + I_{111}^* \exp(-\frac{\omega t - \pi/2 - \gamma}{\omega \tau}). \quad (6.155)$$

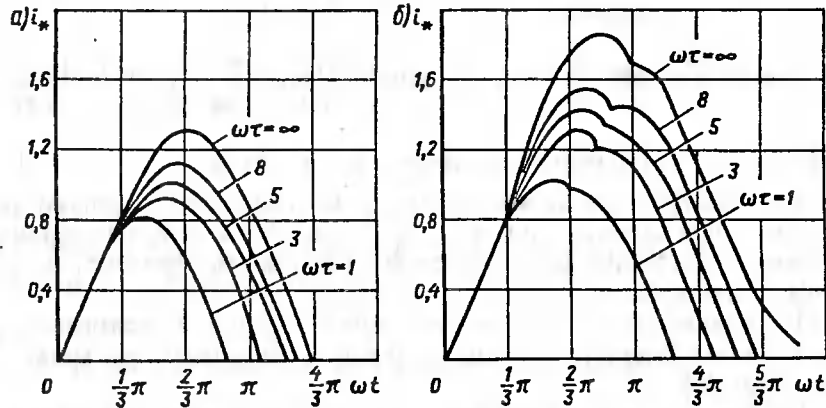


Рис. 6.39. Кривые мгновенных значений аварийных токов тиристоров трехфазного мостового управляемого выпрямителя при внешнем коротком замыкании при блокировании до первой коммутации (а) и блокировании до второй коммутации (б)

За начало отсчета ωt принят момент пробоя диода VDI ; $I_{I\Gamma}^*$, I_{II}^* — значения тока i_1 на границах соответствующих интервалов; γ — продолжительность интервала II; $\tau = L_d/R_a$.

Особенностью внутренних коротких замыканий в управляемых выпрямителях является то, что начало протекания аварийного тока через каждый из тиристоров сдвинут на угол управления α (на рис. 6.40, нижняя диаграмма). Неуправляемые схемы с диодами имеют более высокие значения токов и длительности их протекания, чем схемы с тиристорами.

Внешнее короткое замыкание на нагрузке. Этому соответствует случай IV (см. рис. 6.34). В этом случае происходит сравнительно плавное нарастание тока короткого замыкания от предаварийного значения I_d до установившегося значения тока короткого замыкания I_{dk} . Если считать $L_d \gg L_a$, то переходный процесс протекает так же, как при включении индуктивного контура на постоянное напряжение [21].

Мгновенное значение тока при коротком замыкании у нагрузки определяется по выражению:

$$i_k = I_{dk} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_d}\right) \right] + I_d \exp\left(-\frac{t}{\tau_d}\right), \quad (6.156)$$

где I_d — предаварийный ток нагрузки; $\tau_d = L_d/R_d$ — постоянная времени цепи короткого замыкания; I_{dk} — установившееся значение тока короткого замыкания.

Значение I_{dk} зависит от анодной индуктивности и определяется полной внешней характеристикой выпрямителя. Приближенное значение этого тока получено при выражении x_a через u_k (в процентах) и номинального фазного тока через $I_{dном}$ в следующем виде [19]:

$$I_{dk} = I_{dном} \frac{116}{u_k}. \quad (6.157)$$

6.8. КОМПЕНСИРОВАННЫЕ И ИМПУЛЬСНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Основные понятия. Рассмотренные выше выпрямители имеют коэффициент мощности меньше единицы. Они обмениваются с источником питания реактивной энергией подобно индуктивной нагрузке, загружая сети дополнительными токовыми составляющими, приводя одновременно с этим к заметным искажениям формы тока и напряжения. Эти факторы оказывают отрицательное воздействие на работу других потребителей данной системы питания, вызывают дополни-

тельные потери в обмотках генераторов и трансформаторов, в проводах линий электропередачи, приводят к дополнительному нагреву электрооборудования.

Улучшение показателей работы выпрямителей может быть достигнуто благодаря включению дополнительных устройств в схему выпрямительного агрегата, обеспечивающих снижение обмена реактивной энергией индуктивного характера с питающей сетью. Это может быть реализовано подключением к первичной или вторичной обмоткам преобразовательного трансформатора косинусных конденсаторов и LC-фильтров, которые обмениваются с сетью реактивной энергией емкостного характера. В результате происходит компенсация реактивной энергии в питающей сети. Такие выпрямители относятся к *компенсированным*.

Применение устройств принудительной коммутации в схемах выпрямителей, например конденсаторной коммутации, или полностью управляемых СПП (запираемых тиристоров или силовых транзисторов) позволяет реализовать иной способ снижения уровня обмена реактивной энергией с источником питания. Посредством опережения выключения СПП в плечах выпрямительной схемы можно обеспечить уменьшение угла фазового сдвига основной гармонической составляющей тока. Такой способ получил название *секторного регулирования* выпрямителей. При этом способе решается лишь одна задача, но не обеспечивается снижение искажения формы тока.

Эффективным способом повышения коэффициента мощности выпрямителей является формирование тока сети по углу фазового сдвига $\varphi_{(1)}$ и форме на основе принципа многократного включения и выключения СПП в каждом плече схемы выпрямления в течение одного периода напряжения питающей сети. В этом случае возможны различные алгоритмы переключения СПП, при которых на основе модуляции в каждой фазе формируется ток заданной формы с требуемым сдвигом фазового угла основной гармонической составляющей. Возможна импульсная модуляция с заданием прямоугольной, синусоидальной или иной формы. Такие выпрямители относятся к *импульсным*.

Таким образом, важным признаком в классификации выпрямителей является коммутация: естественная (сетевая) и искусственная (принудительная), однократная и многократная коммутация. Искусственная коммутация может выполняться на стороне переменного и на стороне постоянного тока.

Выпрямители с секторным регулированием. Рассмотрим закономерности изменения напряжений и тока питающей сети для однофазного тиристорно-диодного выпрямителя при регулировании с углом управления α , задерживающим момент включения очередного тиристора

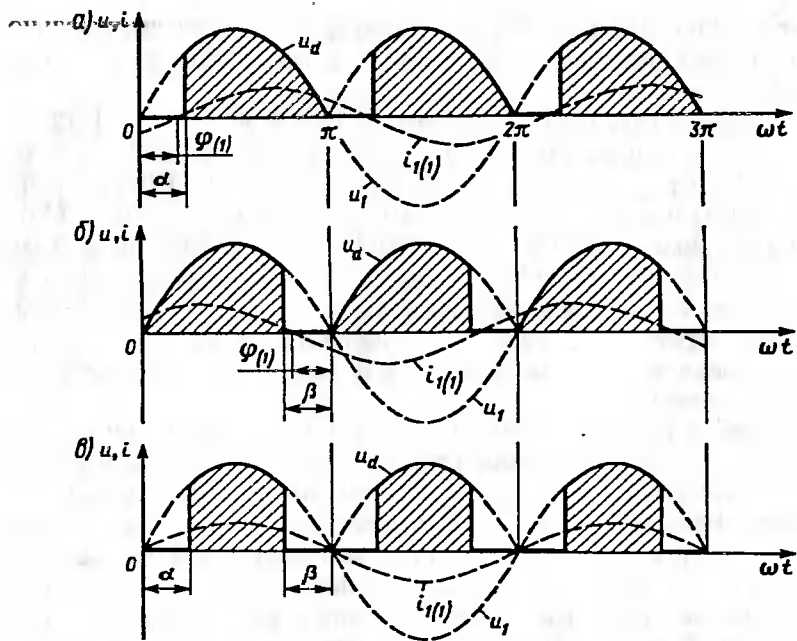


Рис. 6.41. Диаграммы секторного регулирования однофазного выпрямителя

(рис. 6.41, а), с углом управления β , опережающим выключение проводящего тиристора по отношению к моменту естественной коммутации (рис. 6.41, б) и с углами α и β одновременно (рис. 6.41, в).

Применение выключения с опережением на угол β (см. рис. 6.41, б) обеспечивает опережающий фазовый угол φ_1 основной гармонической составляющей тока сети $i_{1(1)}$. В сети циркулирует реактивная энергия емкостного характера. Одновременное регулирование углов α и β (см. рис. 6.41, в) позволяет получить совпадение по фазе напряжения сети u_1 и первой гармонической тока $i_{1(1)}$ в широком диапазоне изменения среднего значения выпрямленного напряжения U_d . При этом обеспечивается k_m , близкий к единице.

Регулирование с углами α и β возможно только с искусственным выключением тиристоров с опережением на угол β , когда естественная коммутация не возможна, так как тиристор смещен в прямом направлении благодаря наличию ЭДС питающей сети.

В схеме полупроводящего однофазного мостового выпрямителя с искусственной коммутацией (рис. 6.42), кроме основных тиристоров $VT1, VT2$ и диодов $VD3, VD4$, предусмотрены вспомогательные (коммутирующие) тиристоры $VT1'$ и $VT4'$, с помощью

которых к основным тиристорам подключается предварительно заряженный до напряжения $U_{ск}$ коммутирующий конденсатор C_k . В момент выключения основного тиристора с углом β включается один из коммутирующих тиристоров и конденсатор C_k перезаряжается током противоположной полярности, "вытесняя" ток из цепи выключаемого тиристора; этим создаются условия для запираания. Благодаря энергии $L_a I^2/2$, накопленной в анодной индуктивности, конденсатор C_k перезаряжается током обратной полярности и накапливает энергию $C_k U_k^2/2 = L_a I^2/2$. Чтобы ограничить напряжение на конденсаторе, необходимо применять конденсатор большой емкости.

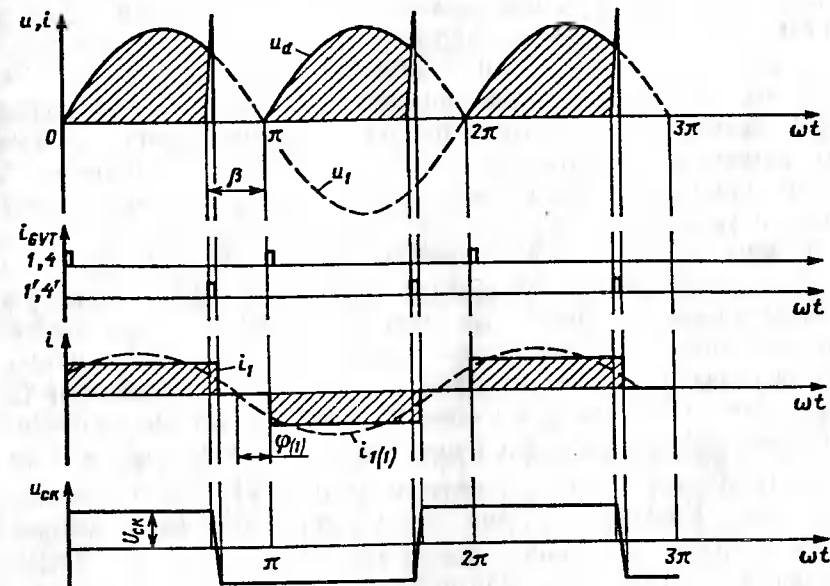
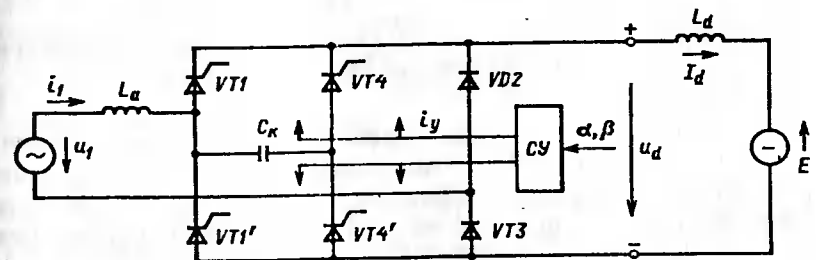


Рис. 6.42. Схема и временные диаграммы управляемого тиристорно-диодного однофазного выпрямителя с принудительной конденсаторной коммутацией

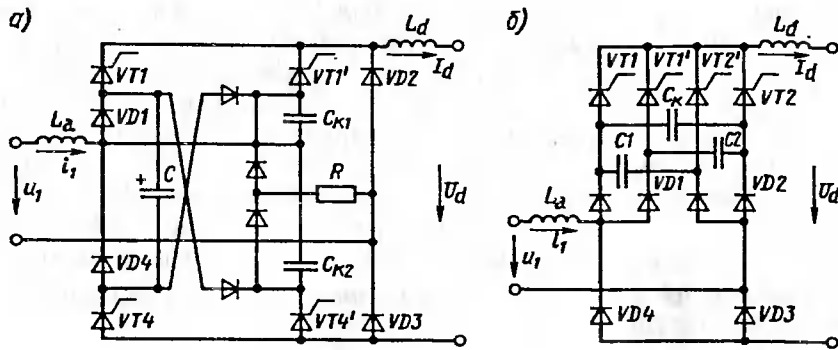


Рис. 6.43. Схемы управления однофазных мостовых тиристорно-диодных выпрямителей с принудительной конденсаторной коммутацией

Используются более сложные схемы с промежуточным накопительным конденсатором C . В этих схемах устраняется накопление энергии в коммутирующем конденсаторе C_k , и поэтому не требуется слишком большой их емкости. В схеме (рис. 6.43, а) применяется общий накопительный конденсатор C , который заряжается током одной полярности, и индивидуальные на каждый основной тиристор $VT1$ и $VT4$ коммутирующие конденсаторы C_{k1} и C_{k2} . Конденсатор C отделяется от главных цепей отсекающими диодами $VD1$ и $VD4$. Через вспомогательные диоды конденсатор C обеспечивает подзаряд коммутирующих конденсаторов током необходимой полярности, а по цепи резистора R избыточная энергия передается в цепь нагрузки. В момент принудительной коммутации включается соответствующий коммутирующий тиристор $VT1$ или $VT4$.

В схеме (рис. 6.43, б) с основными тиристорами $VT1$ или $VT2$ в катодной группе имеется общий коммутирующий конденсатор C_k и индивидуальные накопительные конденсаторы $C1$ и $C2$. При очередной принудительной коммутации основного тиристора, например $VT1$, открывается другой основной тиристор $VT2$, и конденсатор C_k разряжается. Ток разряда "вытесняет" ток из $VT1$, чем обеспечиваются условия для запираания тиристора. Энергия $L_a I^2/2$ передается частично на дозаряд коммутирующего конденсатора C_k током обратной полярности, а основная ее доля — на заряд накопительного конденсатора $C1$ через открывшийся вспомогательный тиристор $VT2$. Схема (см. рис. 6.43, б) может быть использована также для полупроводящего трехфазного мостового выпрямителя. В трехфазной схеме с секторным регулированием необходимо на каждую фазу иметь коммутирующий конденсатор C_k и накопительные конденсаторы.

Выпрямители с импульсным регулированием. Рассмотрим схему замещения однофазного мостового выпрямителя с эквивалентным механическим коммутатором цепи переменного тока, замещающим тиристорные плечи моста с принудительной коммутацией (рис. 6.44).

Основное свойство коммутатора состоит в том, что напряжение на стороне постоянного тока

$$u_d(t) = \begin{vmatrix} u_c(t) \\ 0 \\ -u_c(t) \end{vmatrix} \quad (6.158)$$

формируется в зависимости от положения 1 или 2 ключей $QF1$, $QF2$. Возможны четыре различных состояния коммутатора: замкнуты контакты $1QF1$ и $2QF2$, $2QF1$ и $1QF2$, $1QF1$ и $1QF2$, $2QF1$ и $2QF2$. Такие состояния сменяются с тактовой частотой $f_p = Nf$, где f — частота питающей сети, N -кратность тактовой частоты (на рис. 6.44 $N=22$).

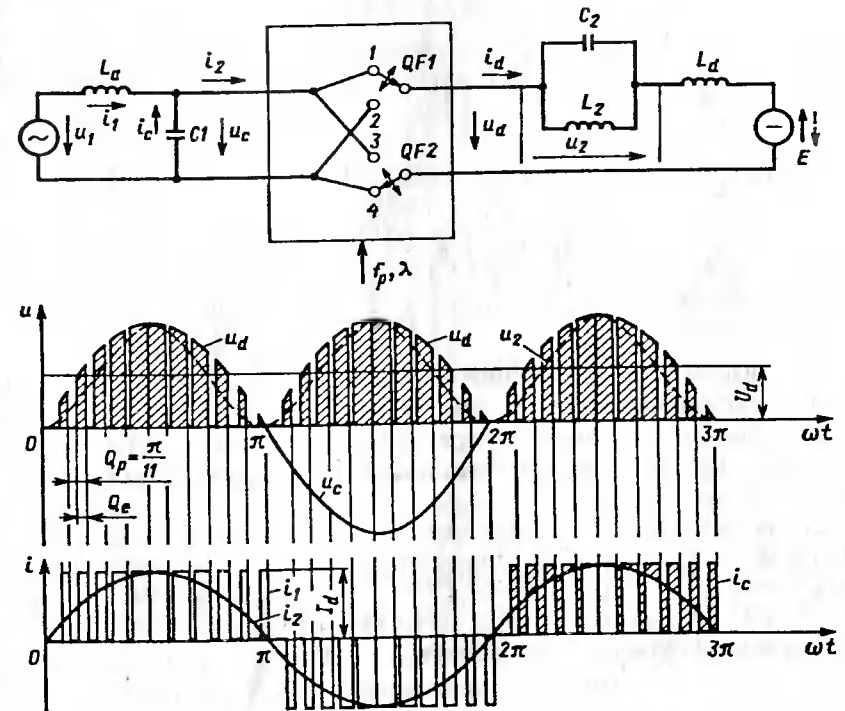


Рис. 6.44. Схема замещения и временные диаграммы напряжения и тока импульсного однофазного мостового выпрямителя

Соответственно ток $i_2(t)$ на стороне коммутатора

$$i_2(t) = \begin{bmatrix} i_d(t) \\ 0 \\ -i_d(t) \end{bmatrix}. \quad (6.159)$$

При формировании синусоидального тока i_1 на стороне переменного тока и при постоянном токе i_d постоянная составляющая мощности нагрузки может быть получена при включении в цепь нагрузки фильтра-пробки из элементов C_2 и L_2 , настроенных на резонанс тока. На этом участке цепи формируется синусоидальное напряжение u_2 с двойной частотой. На рис. 6.44 показаны временные диаграммы для случая отбора от источника только активной мощности. Ток i_1 формируется как сумма мгновенных значений токов i_2 и i_c при модуляции с частотой $f_p = 22f$.

Отношение

$$\lambda = \theta_e / \theta_p, \quad (6.160)$$

где θ_e, θ_p — соответственно углы включенного состояния цепи и периода тактовой частоты, может изменяться от 0 до 1 по синусоидальной зависимости. Это отношение представляет собой коэффициент заполнения.

Напряжение на стороне постоянного тока

$$u_d(t) = p(t) / I_d,$$

где $p(t)$ — мгновенное значение мощности, пульсирующей в сети переменного тока с двойной частотой.

При изменении коэффициента заполнения λ от 0 до 1 можно плавно регулировать U_d , в том числе переводить его в область отрицательных значений (генераторный режим потребителя). По такому же принципу может быть построен трехфазный импульсный выпрямитель.

Схема замещения однофазного мостового выпрямителя с коммутацией на стороне постоянного тока (рис. 6.45) включает в себя коммутаторы в виде ключей $QF1$ и $QF2$, каждый из которых имеет два положения 1 и 2 и может проводить ток в обоих направлениях. Коммутатор переключается с постоянной тактовой частотой f_p . Коэффициент заполнения $\lambda = \theta_e / \theta_p$ изменяется. Для формирования величин синусоидальной формы на стороне переменного тока он должен изменяться в соответствии с частотой сети f по синусоидальному закону. Если тактовая частота велика

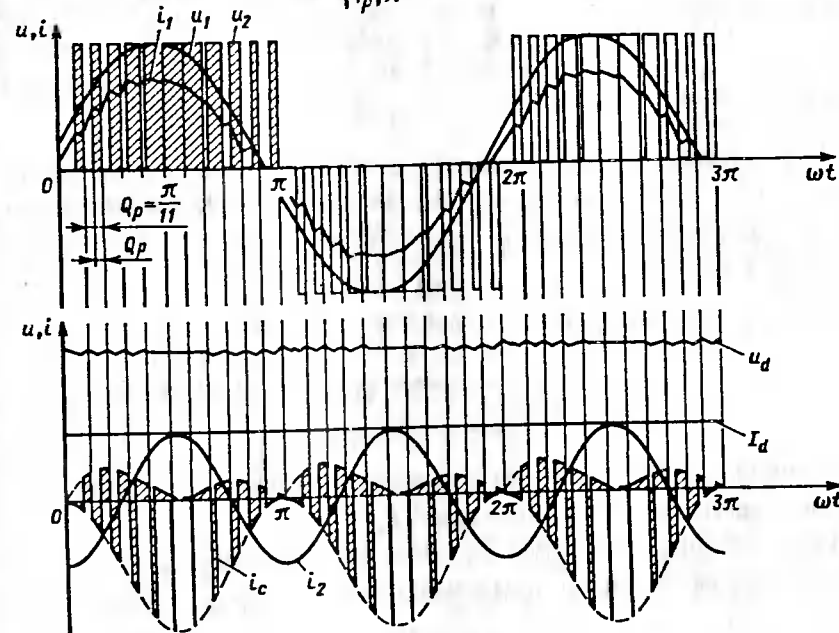
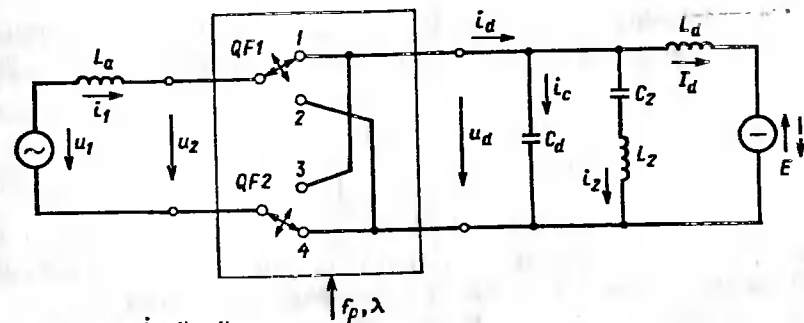


Рис. 6.45. Схема замещения и временные диаграммы напряжения и тока импульсного однофазного мостового выпрямителя с коммутацией на стороне постоянного тока

($f_p \rightarrow \infty$), то L_a и C_d , необходимые для формирования величин синусоидальной формы, могут быть небольшими. Из условия равновесия мгновенных значений мощности на стороне переменного и постоянного токов следует

$$p_1(t) = u_1(t) i_1(t) = p_d(t) = u_d(t) i_d(t). \quad (6.161)$$

Основное свойство коммутатора состоит в том, что напряжение $u_2(t)$ на стороне переменного тока может принимать одно из трех значений:

$$u_2(t) = \begin{cases} u_d(t) \\ 0 \\ -u_d(t) \end{cases} \quad (6.162)$$

в зависимости от состояния коммутатора, определяемого комбинацией замкнутых контактов. Соответствующее значение тока

$$i_d(t) = \begin{cases} i_1(t) \\ 0 \\ -i_1(t) \end{cases} \quad (6.163)$$

При высокой тактовой частоте f_p и соответственно ограниченных L_a и C_d и $U_d \geq \sqrt{2}U_1$ можно получить желаемое синусоидальное изменение тока сети $i_1 = I_{1M} \sin(\omega t - \varphi)$. Тогда мощность на стороне переменного тока

$$P_1(t) = U_{1M} \sin \omega t I_{1M} \sin(\omega t - \varphi) = 0,5 U_{1M} I_{1M} [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] = -P_d \left[1 - \frac{\cos(2\omega t - \varphi)}{\cos \varphi} \right] \quad (6.164)$$

Мощность $p_1(t)$ колеблется относительно среднего значения P_d с двойной частотой сети и амплитудой $P_d / \cos \varphi$.

Из выражения (6.162) при постоянном напряжении U_d следует соотношение для тока на выходе коммутатора:

$$i_d(t) = \frac{p_1(t)}{U_d} \quad (6.165)$$

Этот ток, так же как мощность, должен пульсировать с двойной частотой сети относительно среднего значения I_d . Для того, чтобы в цепи нагрузки протекал постоянный ток I_d , необходимо параллельно нагрузке включить резонансный контур $L2, C2$, настроенный в резонанс напряжения на двойную частоту сети. Этот контур пропускает переменную составляющую тока $i_d(t)$ двойной частоты сети.

На рис. 6.45 приведены временные диаграммы напряжений и токов импульсного однофазного выпрямителя для $f_p = 22f$ при регулировании его для работы с коэффициентом мощности, равным 1, синусои-

дальным током сети и идеальным сглаживанием тока нагрузки. При этом λ изменяется синусоидально от 0 до 1, а напряжение короткого замыкания $u_k = \omega L_a I_1 / U_1$, определяемое анодной индуктивностью L_a , достигает примерно 30%. Ток сети почти синусоидальной формы, а высшие гармонические напряжения u_2 воспринимаются индуктивностью L_a . Изменчивость напряжения u_d зависит от разности токов $i_d - (I_d + i_2) = i_c$ и от значения емкости C_d , которая должна быть возможно большей.

Импульсный выпрямитель, работающий с рассмотренным алгоритмом переключений, работает во всех четырех квадрантах пространства в координатах "напряжение-ток" сети ($u_1 - i_1$). Поэтому такой импульсный выпрямитель получил название *четырёхквadrантного преобразователя* и применяется в Германии на современных электровозах с асинхронными тяговыми двигателями и тиристорными преобразователями частоты при питании от сети однофазного тока частотой 16 2/3 Гц [31].

Аналогично строится импульсный трехфазный выпрямитель (рис. 6.46), в котором тиристорные ключи замещены механическим трехфазным коммутатором на трех ключах с двумя состояниями, проводящих в обоих направлениях. В этом случае значение λ зависит от переключения ключей во всех фазах.

В такой схеме мгновенное значение мощности

$$p(t) = u_{1A}(t) i_{1A}(t) + u_{1B}(t) i_{1B}(t) + u_{1C}(t) i_{1C}(t) = 3U_1 I_1 \cos \varphi = P_d \quad (6.166)$$

Из-за отсутствия колебаний мощности промежуточный контур постоянного тока не нуждается в колебательном контуре, достаточно включения только конденсатора C_d . Может быть задан любой фазовый сдвиг тока i_1 относительно напряжения, если выполняется условие $U_d \geq 2\sqrt{2}U_1$.

Кривые напряжения и тока (рис. 6.46) приведены при активной мощности. При реактивной мощности среднее значение тока I_d уменьшается, а напряжение

$$U_d = 2\sqrt{2}U_1 (1 \pm u_k) \quad (6.167)$$

Здесь $u_k = \omega L_a I_1 / U_1$ составляет примерно 30% U_d (при индуктивном характере мощности со знаком минус, при емкостном — со знаком плюс).

Импульсные выпрямители с коммутацией на стороне переменного тока (см. рис. 6.44) и на стороне постоянного тока (см. рис. 6.45 и 6.46) являются отражением классического дуализма в электрических цепях.

Основные типы тяговых выпрямителей. Выпрямители для тяговых подстанций электрифицированных железных дорог постоянного тока и метрополитенов разрабатываются в соответствии со специфическими требованиями, обусловленными характером тяговой нагрузки (переменная и циклическая), пиковыми нагрузками и перегрузками в нормальном, утяжеленном и аварийном режимах работы подстанции, коммутационными и атмосферными перенапряжениями, способами охлаждения и установки, климатическими условиями, качеством преобразования электроэнергии, экономичностью и эксплуатационной надежностью.

На тяговых подстанциях в основном используются неуправляемые выпрямители, которые наиболее просты, надежны и удобны в эксплуатации. При работе неуправляемых выпрямителей достигаются относительно высокий коэффициент мощности и минимальное мешающее воздействие высших гармонических составляющих на линии телефонной связи.

Управляемое электроснабжение тяги, применяемое для обеспечения наилучшего режима электроснабжения движущихся поездов и экономичности тяги, осуществляется с помощью новых типов управляемых выпрямителей, которые наряду с преобразованием переменного тока в постоянный обеспечивают плавное регулирование выпрямленного напряжения, бесконтактное отключение нагрузки по цепи управления тиристорами, могут быть использованы как управляемые выпрямительно-инверторные агрегаты. Применение управляемых выпрямителей сопряжено с ухудшением энергетических показателей: снижением коэффициента мощности, увеличением содержания высших гармонических составляющих в тяговой сети. Поэтому управляемые выпрямители должны иметь соответствующие компенсирующие и фильтрующие устройства.

Выходное напряжение выпрямителей для подстанций магистральных железных дорог определяется напряжением в контактной сети и при номинальной нагрузке составляет 3,3 кВ, а максимальное напряжение в контактной сети не должно превышать 4,0 кВ. На метрополитене выходное напряжение выпрямителей 825 В.

Нагрузка выпрямителей тяговых подстанций отличается крайней неравномерностью. Для работы с такой нагрузкой выпрямители разработаны с учетом нормируемых перегрузок: $1,25 I_{\text{ном}}$ в течение 15 мин 1 раз в 2 ч; $1,5 I_{\text{ном}}$ в течение 2 мин 1 раз в 1 ч; $2,0 I_{\text{ном}}$ в течение 10 с 1 раз в 2 мин.

Выпрямители должны выдерживать перенапряжения 9000 В на стороне выпрямленного напряжения.

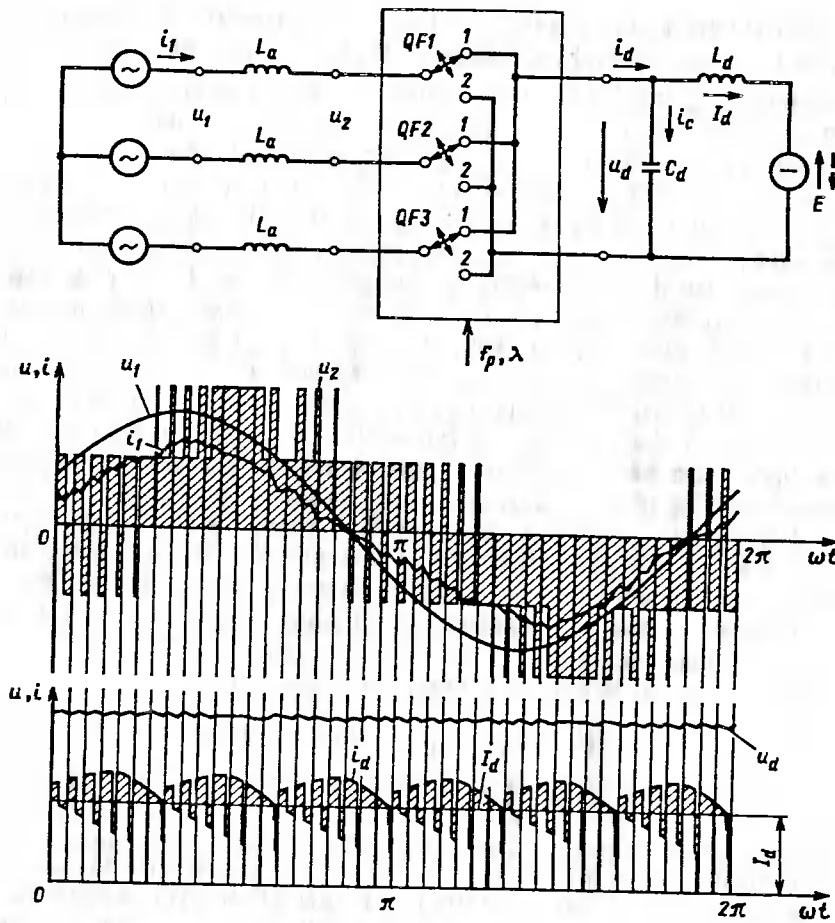


Рис. 6.46. Схема замещения и временные диаграммы напряжения и тока импульсного трехфазного мостового выпрямителя с коммутацией на стороне постоянного тока

Импульсные выпрямители могут обеспечивать высокоэффективные процессы преобразования, но являются сложными преобразователями по схемотехнической реализации силовых цепей и алгоритмам управления. Общая тенденция развития электроники (запираемые тиристоры, микропроцессорное управление и т. д.) отражает именно это направление. Созданы и успешно применяются преобразователи подобного класса. Импульсные выпрямители представляют собой новый вид перспективных преобразователей для электрифицированных железных дорог.

Выпрямители тяговых подстанций выполняются по трехфазной мостовой схеме или по трехфазной нулевой схеме с уравнительным реактором. Последняя схема использована в полупроводниковых выпрямительных установках, заменивших ртутные установки, которые по конструктивным соображениям выполнялись по нулевой схеме. Полупроводниковые выпрямители на новых подстанциях выполняются только по двенадцатипульсовой двухмостовой схеме последовательного типа.

Полупроводниковые выпрямительные установки выполняются для внутренней и наружной установки, имеют воздушное охлаждение соответственно принудительное и естественное.

В табл. 6.4 приведены основные данные выпрямителей и выпрямительно-инверторных установок для тяговых подстанций магистральных железных дорог и метрополитенов.

В новых выпрямительных установках используется буквенно-цифровое обозначение (рис. 6.47).

В качестве преобразовательных трансформаторов для выпрямительных и выпрямительно-инверторных агрегатов используются специальные трансформаторы тягового исполнения (табл. 6.5).

Схемы выпрямительных агрегатов тяговых подстанций. Рассмотрим схемы выпрямителей ПВЭ-3, ТПЕД-3150 и В-ТПП-2,4к, как наиболее характерные для современных тяговых подстанций.

Трехфазный шестипульсовый выпрямитель "две обратные звезды с уравнительным реактором" ПВЭ-3 (рис. 6.48, а) выполнен на основе преобразовательных трансформаторов, оставшихся после замены ртутных установок на полупроводниковые. Для увеличения мощности в одном агрегате два трансформатора включены параллельно. Каждое плечо выпрямительной установки имеет пять параллельных ветвей ($a = 5$) и 18 последовательных диодов в каждой ветви ($s = 18$)

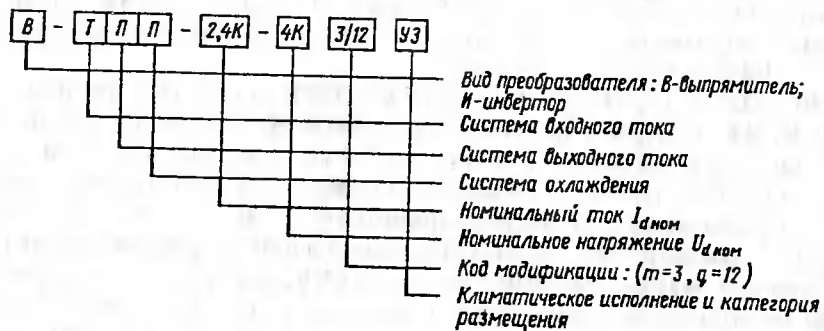


Рис. 6.47. Структурная схема буквенно-цифрового обозначения типа полупроводниковой преобразовательной установки

Тип преобразовательной установки	Схема	$I_{д ном}, А$	$U_{д ном}, В$	Тип СПП, плечо акс	Установка, охлаждение
УВКЭ-1	Нулевая	3000	3300	ВК2-200-8, 5×24	Внутренняя, воздушное принудительное
ВКМВ-1	"	3000	3300	ВК2-200-8, 5×24	Внутренняя, масляное принудительное
ПВКЕ-2	Нулевая (мостовая)	3000	3300	ВЛ200-10, 5×(7×2)	Наружная, воздушное естественное
ПВЭ-3У2	Нулевая	3000	3300	ВЛ200-8, 5×18	Внутренняя, воздушное принудительное
ПВЭ-3МУ2	Мостовая	3000	3300	ВЛ200-8, 10×9	Внутренняя, воздушное принудительное
ПВЭ-5АУ1	Нулевая, мостовая	3000	3300	ВЛ200-8, 6×18	Наружная, воздушное естественное
ТПЕД-3150-3,3кУ1	Двухмостовая, нулевая, мостовая	3150	3300	ДЛ133-500-14, 3×(3×4)	То же
ВИПЭ-1	Нулевая	2000; 2000	3300; 3300—3800	ВЛ200-8, 10×9 ТД320-12, 6×10	Внутренняя, воздушное принудительное
ВИПЭ-2У3	Мостовая	3000 ¹ ; 1600 ²	3300 ¹ ; 3200—3800 ²	ТЛ150-8, 6×15	То же
В-ТПП-2.4к-4к-3/12-У3	Двухмостовая, мостовая	2400	0—4000	—	"
И-ТПП-2.4к-4к-3/12-У3	То же	2400	0—4000	—	"
В-ПТЕ-3.15к-4.0к-12У3	Двухмостовая	3150(В) 1600(И)	0—4000	Т173-2000-18, 1×3	Внутренняя, воздушное естественное
УВКМ-1	Нулевая	2000	825	ВЛ200-8, 6×6	"
УВКМ-2	Двухмостовая	2500	825	ВЛ200-8, 12×(2×2)	"
УВКМ-5	Мостовая	2500	825	ВЛ200-8, 16×2	"
УВКМ-6	"	1500	825	ВЛ200-8, 8×2	"

Примечание. В обозначении У — установка, В — выпрямительная, К — кремниевые СПП, Э — для электрифицированных железных дорог, Е — естественное охлаждение, М — для метрополитена, Д — диодная.

¹ Для выпрямителя.

² Для инвертора.

(рис. 6.48, б). Так как диоды лавинные, то при групповом соединении не используются RC-цепи. Применены только активные шунтирующие цепи $R_{ш}$, общие на пять параллельных ветвей. Связь ветвей по рядам осуществляется резисторами связи R_c сопротивлением 0,8 Ом. Через один ряд $R_{ш}$ -цепь соединяется с диодами с помощью сигнальных ламп EL , загорающих при пробое одного из диодов в соседних рядах. Со стороны вторичных обмоток преобразовательных трансформаторов включены разрядники FU для защиты от атмосферных перенапряжений и шкаф RC-цепей для защиты от коммутационных перенапряжений. К сборным шинам переменного тока напряжением 10 кВ и постоянного тока напряжением 3,3 кВ выпрямитель присоединяется посредством разъединителей $QS1$, $QS2$ и высоковольтных выключателей $QF1$, $QF2$. При сверхтоках перегрузок и коротких замыканий срабатывают устройства автоматической защиты, воздействующие на отключение выключателей.

Таблица 6.5

Тип	Схема соединения ¹	Схема выпрямления	Мощность типовая/первичной обмотки, кВ·А	η , %	Потери	
					$\Delta P_{лх}$, кВт	$\Delta P_{кз}$, кВт
ТДРУ-20000/10И	$\lambda(\Delta)/\lambda c UP$	Нулевая	20000/11830-9240	7,5	29,0	101
ТМРУ-16000/10	$\Delta(\lambda)/\lambda c UP$	То же	16000/11100	5,9	48,0	53
ТДПУ-20000/10Ж	$\lambda/\lambda c UP$	"	20000/11900	7,0	17,7	99,0
ТМПУ-6300/35ЖУ1	$\lambda(\Delta)/\lambda c UP$	"	6300/4640	6,7	10,0	41,0
ТМПУ-16000/10ЖУ1	$\Delta(\lambda)/\lambda c UP$	"	16000/11840	6,7	24,0	73,0
ТДП-12500/10ИУ1	$\Delta/\lambda c$ отпайкой	Мостовая $q=6$	12500/11800	8,2	16,0	77,0
ТДП-16000/10ЖУ1	$\lambda(\Delta)/\Delta$	То же	16000/11600	6,4	7,5	74,0
ТМП-6300/35ИУ1	Δ/λ	"	6300/4660	9,3	17,5	36,0
ТДП-12500/10ЖУ1	$\Delta(\lambda)/\Delta$	"	12500/11800	7,0	16,0	72,5
ТРДТНП-20000/110ИУ1-115/1,3-1,3/10,5	$\lambda/\lambda, \Delta/\Delta c$ отпайкой	Двухмостовая $q=12$	20000/18700	11,5-13	—	—
ТРДП-12500/10ЖУ1	$\lambda/\lambda, \Delta$	То же	12500/11400	8,2	16,0	71,5
УТМРУ-3500/35 ²	$\lambda/\lambda c UP$	Нулевая $q=6$	3500/2360	8,0	—	28,5
ТМНПВ-5000/10 ²	$\lambda/\lambda, \Delta$	Двухмостовая $q=12$	5000/2850	9,6	—	28,3
ТМП-3200/10 ²	λ/Δ	Мостовая $q=12$	3200/3065	9,5	—	25,5
ТСЗП-1600/10 ²	λ/Δ	То же	1600/1515	8,5	—	15,5
ТМП-1600/10 ²	λ/Δ	"	1600/1515	8,5	—	15,5

¹ λ — соединение звездой; Δ — соединение треугольником; UP — уравнильный реактор.
² Для метрополитена; в обозначении Т — трехфазный, М — масляный, П — преобразовательный, У — со встроенным уравнильным реактором, Д — форсированное дутье, Р — для ртутных выпрямителей, И — для инверторных агрегатов.

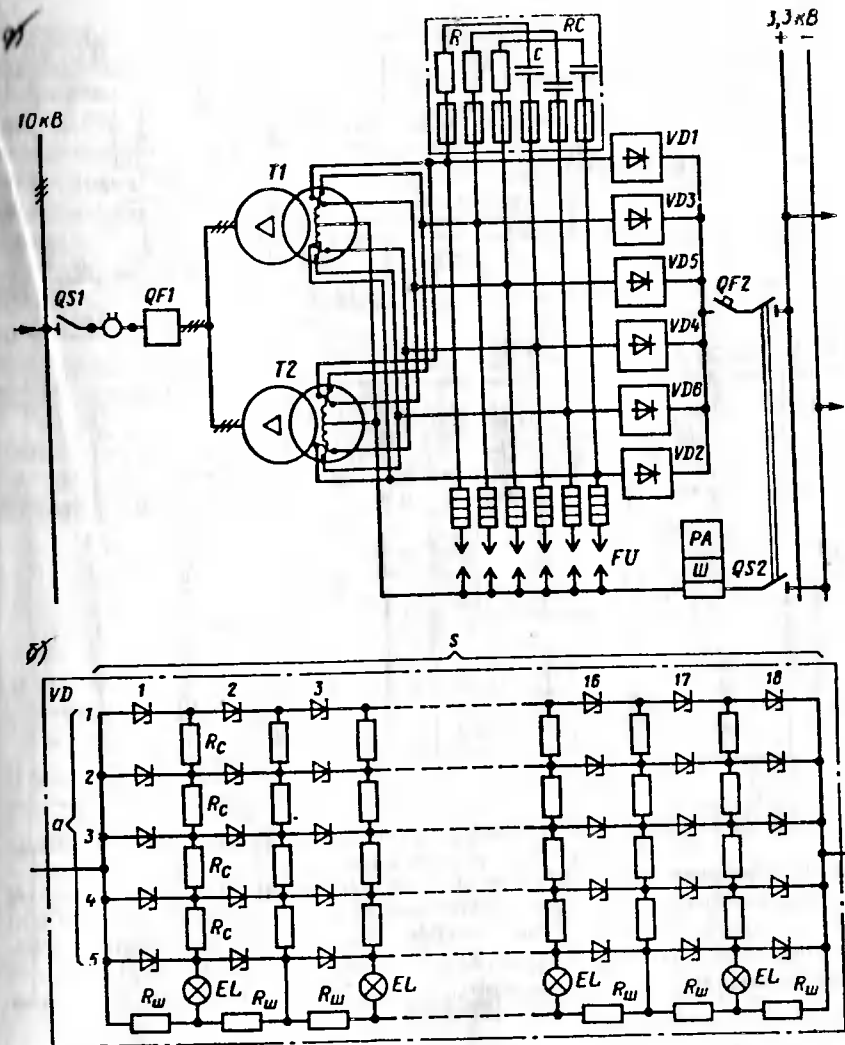


Рис. 6.48. Схемы выпрямителя ПВЭ-3 (а) и диодного плеча (б): $QS1$ — разъединитель на напряжение 10 кВ; $QF1$ — выключатель на напряжение 10 кВ; $T1$, $T2$ — преобразовательные трансформаторы ТМПУ-6300/10; $VD1$ - $VD6$ — диодные плечи силовой схемы; FU — разрядники РБК-3,3; RC — шкаф с RC-цепями (резисторы ПЭ-150, конденсаторы КМ2-10,5-27); $QF2$ — быстродействующий автоматический выключатель; $QS2$ — шинный разъединитель постоянного тока на напряжение 3,3 кВ; $Ш$ — шунт измерительный; $a=5$ — число параллельных ветвей диодов ВЛ200-8; $s=18$ — число последовательных диодов в одной ветви; $R_{ш}$ — шунтирующий резистор ПВЭ-50; R_c — резистор связи; EL — лампа коммутационная КМ-3

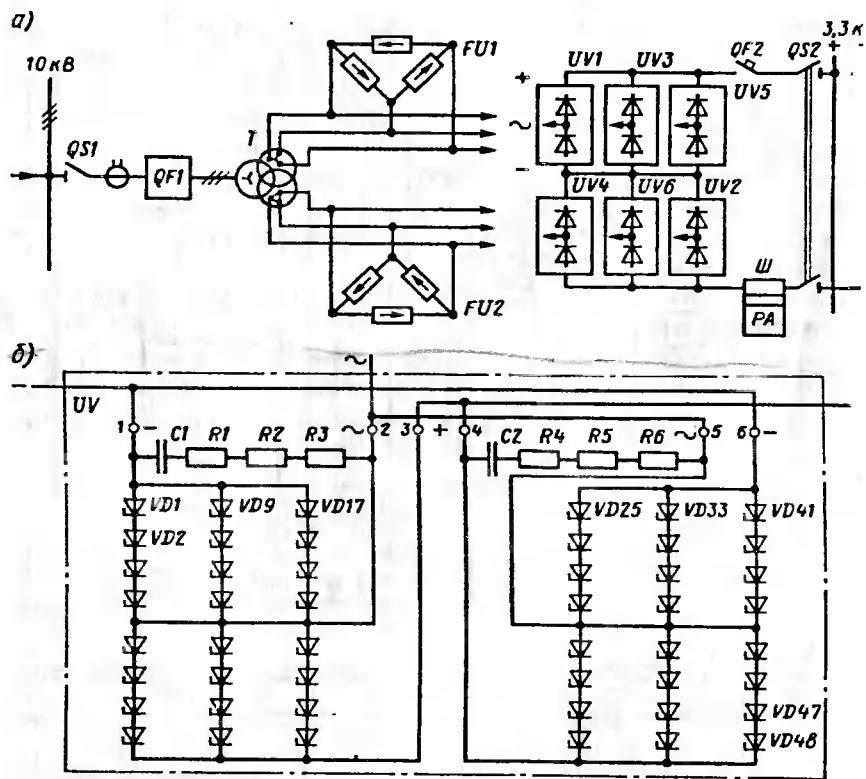


Рис. 6.49. Схемы двенадцатипульсового выпрямителя последовательного типа ТПЕД-3150 (а) и шкафа с диодами (б):
 QS1, QS2 — разъединители; QF1, QF2 — высоковольтные выключатели на напряжение 10 и 3,3 кВ; T — преобразовательный трансформатор ТРДП-12500; FU1, FU2 — разрядники РВКУ-1,65 Д01; UV1—UV6 — шкафы диодов и RC-цепей; VD1—VD48 — диоды ДЛ133-500-14 с охладителями О243-150; C1, C2 — конденсаторы К75-15-16 кВ, 0,1 мкФ; R1—R6 — резисторы ПЭВ-199-47 Ом; 1—6 — выходы из шкафа через проходные изоляторы (2, 5 — типа ИП-10/2000-1250УХЛ1, 1, 3, 4, 6 — типа ИП-10/1000-750УХЛ1)

Схема двенадцатипульсового выпрямительного агрегата с выпрямительной установкой ТПЕД-3150 (рис. 6.49, а) (разработана в 1983 г. заводом "Электровыпрямитель") и преобразовательным трансформатором ТРДП-12500/10 завода "Уралэлектротяжмаш". Выпрямительная установка на диодах ДЛ133-500-14 с тремя параллельными ($a = 3$) и четырьмя последовательными ($s = 4$) диодами в одном плече смонтирована в шести шкафах. В каждом шкафу размещаются диоды и RC-цепи двух плеч, образующих одну фазу одного из двух последовательных мостов. Шкафы имеют наружное

исполнение и устанавливаются на специальных фундаментах на открытой части подстанции. Шкафы имеют универсальное применение. При определенной схеме соединений выводов 1—6 (рис. 6.49, б) на их основе можно выполнить шестипульсовые схемы выпрямления (мостовую и нулевую).

В управляемом выпрямителе В-ТПП-2,4к-4к-3/12-У3 (рис. 6.50), разработанном в 1991 г. заводом "Электротехника" на основе унифицированных тиристорных секций СТП с воздушным охлаждением и последовательным соединением двух трехфазных мостов, в секциях используются мощные таблеточные тиристоры с теплоотводами на основе тепловых труб. Управление тиристорами осуществляется с помощью микропроцессорного программируемого контроллера, обеспечивающего контроль и защиту тиристорной секции.

В 1998 г. создан выпрямительно-инверторный преобразователь с трансформатором ТРДТНП-20000/110ИУ1 для подстанций с одноступенчатой трансформацией на реконструируемой линии Санкт-Петербург—Москва. Преобразовательный трансформатор имеет первич-

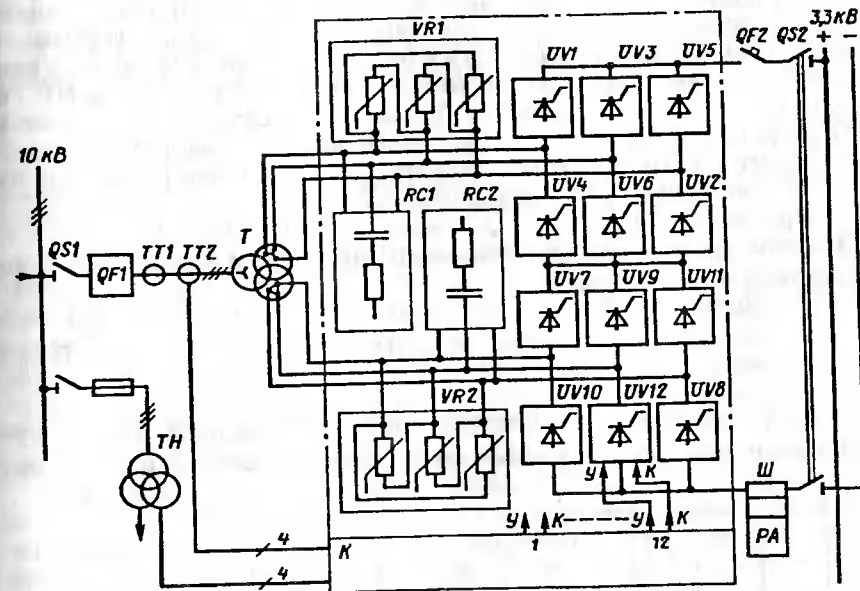


Рис. 6.50. Схема двенадцатипульсового управляемого выпрямителя В-ТПП-2Б4к-4к-3/12-У3:

QS1, QS2 — разъединители; QF1, QF2 — высоковольтные выключатели; TT1, TT2 — трансформаторы тока; TH — трансформатор напряжения; T — преобразовательный трансформатор; VR1, VR2 — варисторные ограничители атмосферных перенапряжений; RC1—RC2 — RC-цепи для защиты от коммутационных перенапряжений; UV1—UV12 — тиристорные плечи; К — контроллер управления тиристорами.

ную обмотку напряжением 110 кВ, две вторичных обмотки напряжением 1,3 кВ, соединенные в звезду и треугольник с отпайками, и обмотки напряжением 10 кВ для питания нетяговых потребителей. Преобразовательная установка — тиристорная, полностью управляемая, имеет выпрямительную часть, состоящую из двух параллельных управляемых выпрямителей, присоединенных к отпайкам и к вторичной обмотке, и инверторную часть, присоединенную к вторичной обмотке.

Сглаживающие фильтры тяговых подстанций с выпрямителями. Переменная составляющая выпрямленного напряжения U_{d-} , как правило, превосходит значение, допустимое по условиям нормальной работы смежных устройств электрической железной дороги (линий связи, устройств автоблокировки, СЦБ и др). Поэтому на каждой подстанции устанавливается сглаживающий фильтр, общий для всех тяговых выпрямителей данной подстанции.

В установках связи, усилителях звуковой частоты и т. д. допустимое значение коэффициента волнистости (коэффициента пульсации) определяют исходя из уровня "фона" переменного тока, т. е. отношения полезного сигнала и сигнала помех, обусловленных пульсациями питающего напряжения. При оценке уровня "фона" учитывают различную чувствительность уха к разным по частоте гармоническим составляющим. Акустическое воздействие "фона" с частотой 800 Гц принято за единицу сравнения. Тогда относительную интенсивность воздействия других частот можно оценивать по коэффициенту акустического воздействия p , который при $f = 800$ Гц равен 1, а для других частот определяется по кривой (рис. 6.51).

При частоте 1100 Гц p достигает максимального значения 1,9. Допустимый коэффициент пульсаций для частоты f_2 может быть определен по соотношению

$$k_{q(f_2)} = k_q(f_1) p_{f_1} / p_{f_2}, \quad (6.168)$$

где p_{f_1}, p_{f_2} — коэффициенты акустического воздействия; k_{qf_1}, k_{qf_2} — соответственно коэффициенты пульсации для гармонических составляющих с частотами f_1, f_2 .

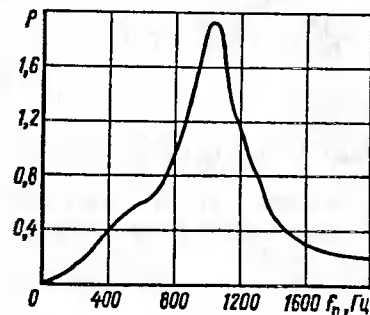


Рис. 6.51. Псофометрическая кривая

Сглаживающее действие фильтра для данной гармонической с частотой f_n оценивается коэффициентом сглаживания на данной частоте

$$k_n = U_{1n} / U_{2n}, \quad (6.169)$$

где U_{1n}, U_{2n} — напряжения гармоник n на входе и выходе фильтра.

При изображении частотных характеристик фильтров используют коэффициент затухания фильтра в неперах и децибеллах: $\alpha_n = \ln k_n$, $\alpha_n = 20 \lg k_n$.

Эквивалентное мешающее напряжение (псофометрическое напряжение) переменной составляющей выпрямленного напряжения U_{d-} , содержащей спектр гармонических составляющих, определяется по формуле

$$U_{nc} = \sqrt{\sum_{n=qk, k=1,2,\dots} (U_{d(n)} p_n)^2}. \quad (6.170)$$

Сглаживающее действие фильтра в этом случае определяется коэффициентом фильтрации (сглаживания):

$$s = U_{nc1} / U_{nc2}, \quad (6.171)$$

где U_{nc1}, U_{nc2} — эквивалентное мешающее (псофометрическое) напряжение переменной составляющей соответственно до и после сглаживающего фильтра.

Для получения требуемого сглаживающего действия фильтра необходимо обеспечить подавление всех гармонических составляющих выпрямленного напряжения на данной подстанции. При шестипульсовых выпрямителях использовались однозвенные сглаживающие фильтры, состоящие из сглаживающего реактора и четырех резонансных LC-контуров, настроенных на резонанс напряжения с частотами 300, 600, 900, 1200 Гц и пятого C-контур для частот, больших 1200 Гц (рис. 6.52, а).

Важным преимуществом двенадцатипульсовых выпрямителей является возможность применения более простых и экономичных сглаживающих фильтров: однозвенных апериодических (рис. 6.52, б) и резонансно-апериодических (рис. 6.52, в).

Коэффициент сглаживания однозвенного апериодического сглаживающего фильтра для любой частоты $\omega_n = 2\pi f_n$

$$k_n = \sqrt{\frac{(1 - \omega_n^2 L_d C)^2 + [\omega_n C(R_d + R_c)]^2}{1 + (\omega_n C R_c)^2}}. \quad (6.172)$$

Для частного случая, когда пренебрегают активными сопротивлениями сглаживающего реактора R_d и конденсатора R_c можно записать:

$$k_n = |1 - \omega_n^2 L_d C| = |1 - (f_n/f_c)^2|, \quad (6.173)$$

где $f_c = 1/(2\pi\sqrt{L_d C})$ — частота резонанса напряжения или частота среза фильтра (рис. 6.53).

В диапазоне частот от нуля до $f_1 = \sqrt{2}f_c$, $k_n < 1$ и, следовательно напряжение U_{2n} всех гармоник, попадающих в этот диапазон, не уменьшается, а возрастает. Наименьший коэффициент k_n при частоте среза f_c .

В спектре частот реальных кривых выпрямленного напряжения кроме классических частот идеального выпрямителя проявляются гармонические составляющие частотой 100 Гц и кратные ей частоты,

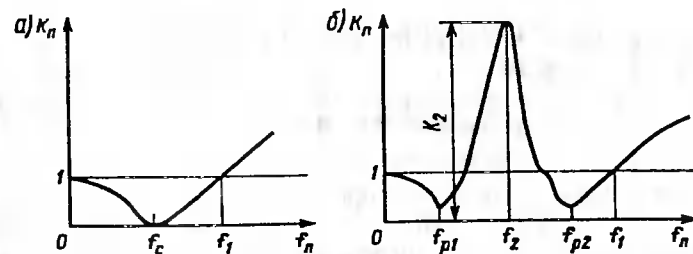


Рис. 6.53. Характеристики коэффициента сглаживания (частотные) однозвенного аperiодического (а) и резонансно-аperiодического (б) сглаживающих фильтров

что связано с асимметричностью и несинусоидальностью кривых питающего напряжения трехфазной системы. Поэтому при выборе параметров однозвенного аperiодического фильтра нежелательно допускать, чтобы частота f_c совпадала или была близка к частоте одной из старших гармоник выпрямленного напряжения.

Псофометрическое напряжение на выходе подстанций по условию вредного воздействия на цепи воздушной линии связи не должно превышать 4В, т. е. $U_{пс2} \leq 4$ В. Напряжение любой гармоники на выходе фильтра при длительности воздействия более 1 с не должно превышать 100 В, т. е. $U_{2n} \leq 100$ В. Это, прежде всего, относится к частоте 100 Гц. Поэтому следует дополнительно включить один резонансный контур, настроенный на сглаживание именно на данной частоте (см. рис. 6.52, в, рис. 6.53, б). При частоте $f_2 = 100$ Гц наблюдается наибольший коэффициент сглаживания $k_2 \gg 1$, а при частотах f_{p1}, f_{p2} возникает резонанс напряжения, и на этих частотах может происходить усиление колебаний. При частотах $f > f_1$ коэффициент $k_n > 1$. Это рабочая полоса частот фильтра.

Рекомендуемые параметры однозвенного резонансно-аperiодического сглаживающего фильтра приведены ниже.

Подстанции	Строящиеся нестыковые	Стыковые
L_d , мГн	5,0	5,0
C , мкФ	400	600—800
$C1$, мкФ	72—80	144
$L1$, мГн	35,2—31,7	17,6
	386—34,7	19,8

На рис. 6.52, з приведена также схема одного из вариантов сглаживающего двухзвенного фильтра, разработанного ВНИИЖТом и применяемого на некоторых подстанциях с шестипульсовыми выпрямителями, где проявляется несимметрия питающего напряжения. В звене II фильтра реактор шунтирован резонансным $L_{ш}C_{ш}$ -контуром, образующим фильтр-пробку для гармоники частотой 200 Гц.

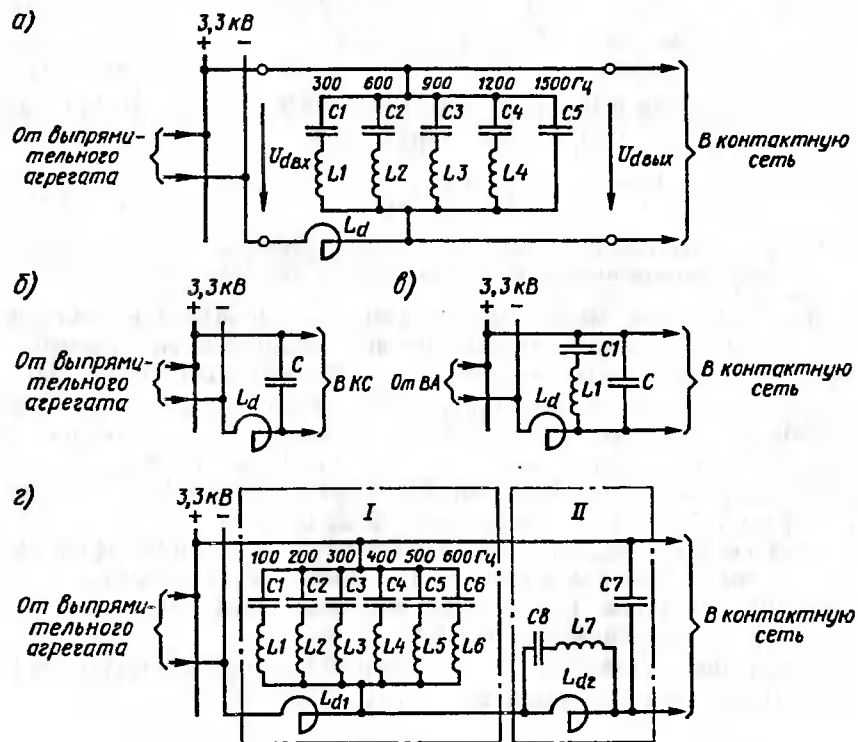


Рис. 6.52. Схемы сглаживающих фильтров тяговых подстанций: а — однозвенный резонансный; б — однозвенный аperiодический; в — однозвенный резонансно-аperiодический; з — двухзвенный резонансно-аperiодический

7. ИНВЕРТОРЫ, ВЕДОМЫЕ СЕТЬЮ

7.1. НАЗНАЧЕНИЕ ИНВЕРТОРОВ

Инвертированием называется процесс преобразования постоянного тока в переменный ток. Ведомые сетью инверторы осуществляют преобразование с передачей энергии от источника постоянного тока в сеть переменного тока заданной частоты, где эта энергия используется потребителями. Инвертирование применяется на электрифицированных железных дорогах, а также на других видах электрического транспорта при рекуперативном торможении. В режиме рекуперативного торможения электрические двигатели подвижного состава переводятся в генераторный режим. Благодаря энергии движущейся массы поезда генераторы вырабатывают электрическую энергию, которая через регулирующие и преобразующие устройства передается (возвращается) в тяговую сеть. При этом на валах двигателей, а следовательно на колесных парах, реализуется тормозной момент и вырабатывается электроэнергия, которая может быть использована другими электровозами, или при отсутствии тяговых потребителей в данной зоне питания тяговой сети должна передаваться через преобразовательное оборудование тяговых подстанций во внешнюю энергетическую систему (избыточная энергия рекуперации).

На участках железных дорог, электрифицированных на переменном токе, постоянный ток тяговых двигателей, переведенных в генераторный режим, с помощью инверторов преобразуется в однофазный ток частотой 50 Гц на электроподвижном составе, и энергия торможения возвращается в тяговую сеть в виде энергии однофазного тока. На участках железных дорог постоянного тока и городском электрическом транспорте избыточная энергия рекуперации постоянного тока преобразуется в энергию трехфазного тока с помощью трехфазных инверторов, устанавливаемых на тяговых подстанциях.

На современном электроподвижном составе с бесколлекторными тяговыми двигателями (асинхронными, синхронными) трехфазного тока для преобразования тока и регулирования частоты используются электронные преобразователи частоты (см. гл. 10). Автономные инверторы (см. гл. 9), входящие в состав преобразователя частоты, в режиме генераторного рекуперативного торможения преобразуют трехфазный ток двигателей в постоянный ток, энергия которого в системе постоянного тока поступает непосредственно в тяговую сеть, а на дорогах переменного тока предварительно преобразуется инвертором, ведомым сетью, в переменный ток частотой 50 Гц.

Таким образом, в электротяговых системах находят применение ведомые сетью инверторы однофазного и трехфазного тока. Трехфазные инверторы применяются также в промышленном электроприводе.

Ведомые инверторы выполняются по тем же схемам, что и управляемые выпрямители. Управление режимом работы инвертора должно быть таким, чтобы обеспечивалась коммутация тиристорov благодаря ЭДС сети. Необходимым условием работы инвертора является подключение к его входу источника постоянного тока, например генератора постоянного тока.

7.2. ОДНОФАЗНЫЕ И ТРЕХФАЗНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Однофазные инверторы. В инверторах применяются нулевые и мостовые схемы (рис. 7.1).

Силовая схема и схема управления тиристорами аналогичны схемам однофазного мостового управляемого выпрямителя. В схеме выпрямления при увеличении угла управления $\alpha > \pi / 2$ выпрямленное напряжение U_d становится отрицательным. Если в этом режиме в цепь нагрузки включить электрическую машину постоянного тока в генераторном режиме с ЭДС E или другой источник ЭДС, то в цепи поддерживается ток i_d . При этом электрическая машина является источником энергии, а питающая сеть создает противо-ЭДС.

На интервале 1—2 тиристоры VT_2, VT_4 проводят ток. Напряжение u_2 вторичной обмотки трансформатора T (см. рис. 7.1, а) через них подается в цепь постоянного тока навстречу ЭДС E генератора. Так как мгновенные значения $u_2 < E$, то ток i_d , а следовательно i_2 , возрастает. Скорость нарастания ограничивается индуктивностью реактора L_d . В момент, обозначенный точкой 2, $u_2 = E$ и на интервале 2—3 $u_2 > E$, что приводит к уменьшению токов i_d и i_2 .

В момент 3 на тиристоры VT_1, VT_3 подаются импульсы управления со сдвигом относительно точки 1 на угол α . Эти тиристоры переходят в открытое состояние, так как к их анодам приложен со стороны питающей сети положительный потенциал относительно катода. Ток нагрузки переключается на тиристоры VT_1, VT_3 , а тиристоры VT_2, VT_4 обесточиваются и запираются обратным напряжением от питающей сети. Происходит естественная (сетевая) коммутация тиристорov. Этим, главным образом, и обусловлен термин "ведомый сетью". При допущении $L_a = 0$ переключение характеризуется мгновенной коммутацией.

На интервале 3—4 противо-ЭДС u_2 и ЭДС E совпадают по направлению, и ток i_d быстро нарастает. В точке 4 u_2 меняет знак, но ток i_d сохраняет направление. Затем на интервале 5—6 u_2 вновь превышает E , и ток i_d уменьшается. Далее процессы повторяются, в обмотках трансформатора формируются токи i_2 и i_1 , близкие к прямоугольной

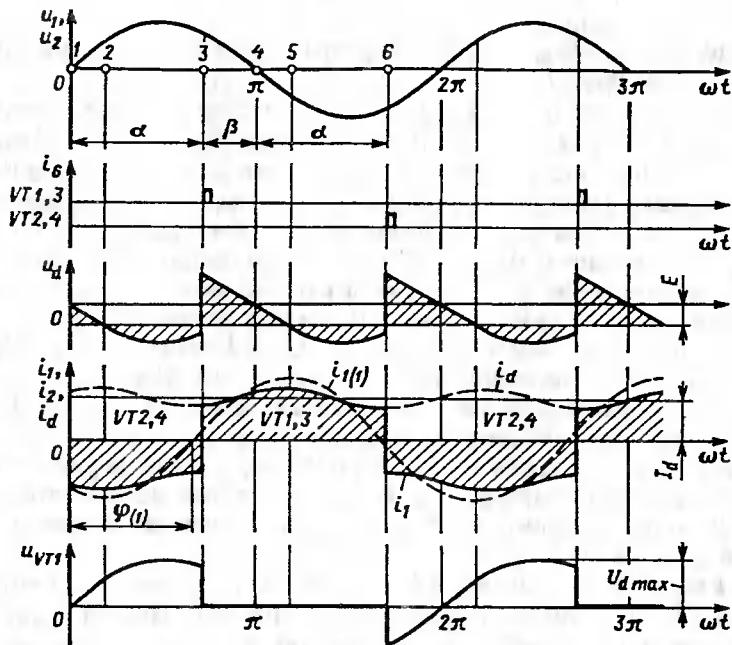
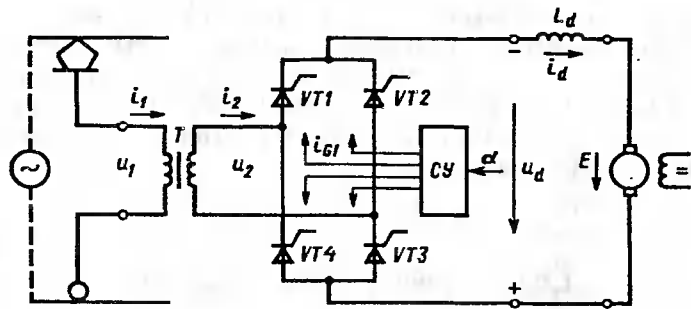


Рис. 7.1. Схема и временные диаграммы напряжений и токов однофазного ведомого инвертора

форме. Основная гармоническая составляющая первичного тока $i_{1(1)}$ оказывается сдвинутой относительно кривой питающего напряжения u_1 на угол $\varphi_{(1)} > \pi/2$.

Мгновенная мощность первичной обмотки $s_1' = u_1 i_1$ на большей части периода отрицательна. Следовательно, среднее значение этой мощности отрицательно. В контуре постоянного тока средняя мощность также отрицательна. Таким образом, в рассмотренном режиме

работы управляемого выпрямителя происходит передача энергии из цепи постоянного тока в цепь переменного тока (инвертирование). Управляемый выпрямитель оказывается переведенным в режим инвертора, ведомого сетью. Теоретически в режиме инвертирования $\pi/2 < \alpha \leq \pi$. Реально при работе инвертора $\alpha < \pi$, что необходимо по условию запираания выходящих из работы тиристоров под действием обратного напряжения, определяемого кривой u_2 . Некоторый "запас" в угловом измерении называется *углом опережения включения тиристоров*

$$\beta = \pi - \alpha. \quad (7.1)$$

Если очередной тиристор включается при $\alpha = \pi$, то условия для запираания тиристоров, выходящих из работы, не выполняются (обратное напряжение равно нулю, не закончились процессы рекомбинации), и эти тиристоры остаются во включенном состоянии к моменту перехода u_2 через нуль. Вследствие этого создается цепь короткого замыкания через эти тиристоры, в которой действуют последовательно включенные источники ЭДС E и ЭДС питающей сети. Ток быстро нарастает до аварийного значения. Такое явление называют *срывом инвертирования* или *опрокидыванием инвертора*.

Для перевода управляемого выпрямителя в режим ведомого сетью инвертора необходимо увеличить угол управления α до значения, при котором $u_{d\alpha} < 0$; переключить электрическую машину постоянного тока в генераторный режим (или включить другой источник постоянного тока) и согласовать полярность включения, обеспечив направление ЭДС E согласно с направлением тока i_d , ограничить угол управления $\alpha \leq \pi - \beta$, где угол β может быть принят равным 5—7 эл. град., а с учетом угла коммутации γ должен быть не меньше 10—15 эл. град.

Трехфазные инверторы. Схема инвертора (рис. 7.2) такая же, как и для управляемого выпрямителя. Рассмотрим работу схемы в инверторном режиме при общепринятых упрощающих допущениях. В качестве источника энергии постоянного тока можно рассматривать тяговые двигатели электровоза, находящегося в зоне питания тяговой сети. Двигатели переведены в генераторный режим и работают с ЭДС E . Схема инвертора подключена к контактной сети катодной точкой, а к рельсовой сети — анодной. Угол управления инвертора $\alpha = 5\pi/6 = 150$ эл. град. Ток цепи переменного тока i_d идеально сглажен и равен I_d .

Электромагнитные процессы в трехфазном мостовом инверторе подобны процессам в рассмотренном однофазном инверторе. Связь между углами α и β сохраняется, $\beta = \pi - \alpha$. При $\alpha > 90$ эл. град. напряжение u_d формируется участками линейных напряжений отрица-

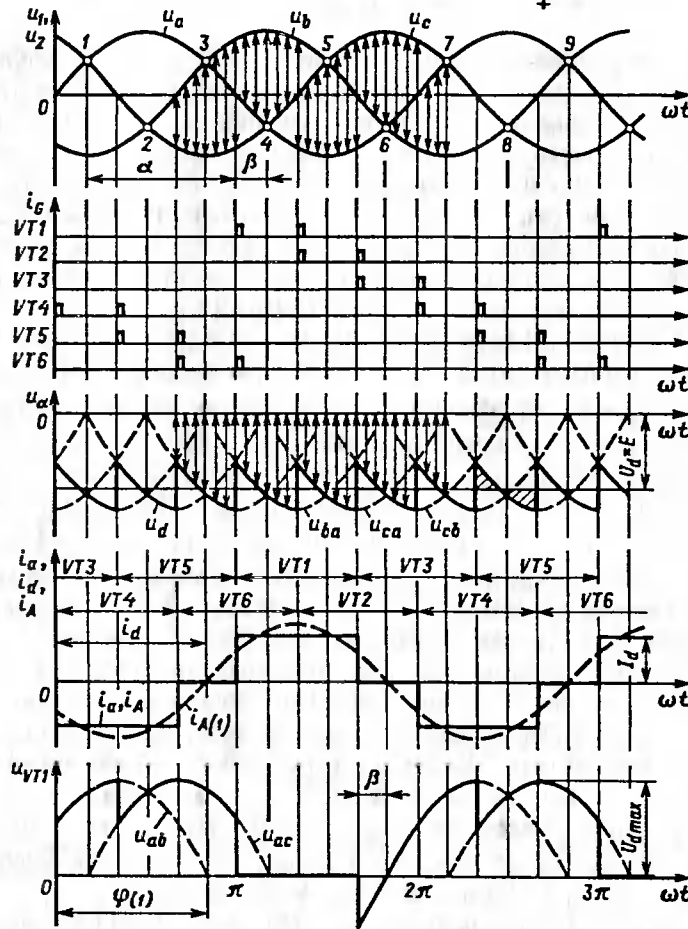
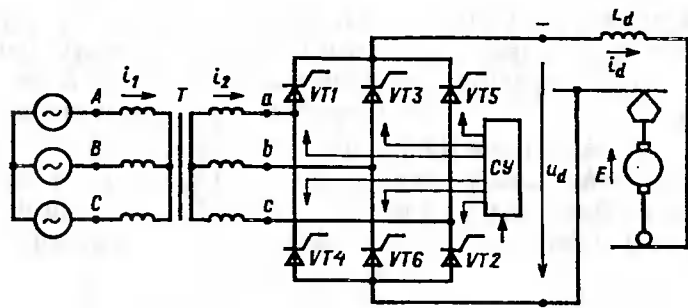


Рис. 7.2. Схема и временные диаграммы напряжений и токов трехфазного ведомого инвертора

тельной полярности. Напряжение u_d отрицательно и выполняет функцию противо-ЭДС инвертора. Принцип построения кривой u_d тот же, что и для схемы выпрямителя.

Кривые токов тиристоров при мгновенной коммутации ($L_a = 0$) и идеальном сглаживании i_d ($L_d \rightarrow \infty$) имеют прямоугольную форму. Основная гармоническая составляющая тока сети переменного тока $i_{1(1)}$ отстает от кривой напряжения u_1 на угол $\varphi_{(1)} = \alpha$. На большей части периода мгновенная мощность в каждой фазе отрицательна, что соответствует передаче энергии от электровоза в первичную сеть переменного тока.

При работе инвертора должно соблюдаться так же условие опережения включения очередного тиристора на угол $\beta \geq 10-15$ эл. град. для обеспечения устойчивого выключения тиристора, выходящего из проводящего состояния.

Кривая напряжения на плече схемы u_{VT} инвертора формируется положительными участками линейных напряжений. Лишь на интервале, измеряемом углом β , это напряжение приложено к тиристорам в обратном направлении.

7.3. КОММУТАЦИЯ ИНВЕРТОРОВ, ВЕДОМЫХ СЕТЬЮ

Уравнение коммутации. В реальных условиях анодная индуктивность имеет конечное значение, отличное от нуля, $L_a \neq 0$, что влияет на процесс коммутации ведомых сетью инверторов. Процесс коммутации происходит на интервале коммутации, называемом *углом коммутации* γ .

Уравнение электрических цепей на интервале коммутации и уравнения коммутации инверторов такие же, как и для управляемых выпрямителей [см. выражение (6.74)]. Если в этом выражении вместо угла α согласно выражению (7.1) подставить $\pi - \beta$, то уравнение коммутации для однофазного инвертора можно записать в следующем виде:

$$\cos(\pi - \beta) - \cos(\pi - \beta + \gamma) = \frac{2I_d \omega L_a}{\sqrt{2} E_2}$$

или

$$\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta = \frac{2I_d \omega L_a}{\sqrt{2} E_2} \quad (7.2)$$

Для трехфазных мостовых инверторов уравнение коммутации имеет вид:

$$\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta = \frac{2I_d \omega L_a}{\sqrt{6} E_2}, \quad (7.3)$$

где E_2 — эффективное значение фазного напряжения холостого хода.

Влияние коммутации на формы кривых напряжений и токов и на управление инвертором. На интервале, измеряемом углом коммутации γ , напряжение u_d в однофазном инверторе (рис. 7.3, а) равно нулю, так как все тиристоры одновременно проводят ток. По уровням потенциалов схема оказывается стянутой в одну точку. Благодаря нулевой коммутационной площадке среднее значение напряжения U_d увеличивается на величину

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\gamma} \sqrt{2} E_2 \sin(\omega t + \alpha) d\omega t = \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha - \gamma)]. \quad (7.4)$$

Заменив угол α на $\pi - \beta$, получим

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta]. \quad (7.5)$$

С учетом уравнения коммутации (7.2) падение напряжения на коммутацию

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{2I_d \omega L_a}{\pi}. \quad (7.6)$$

Аналогичная зависимость и для трехфазного инвертора (рис. 7.3, б):

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\gamma} \frac{\sqrt{6} E_2}{2} \sin(\omega t + \alpha) d\omega t = \frac{\sqrt{6} E_2}{2\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (7.7)$$

С учетом соотношения $\alpha = \pi - \beta$ и уравнения коммутации (7.3) это выражение принимает вид:

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{3I_d \omega L_a}{\pi}. \quad (7.8)$$

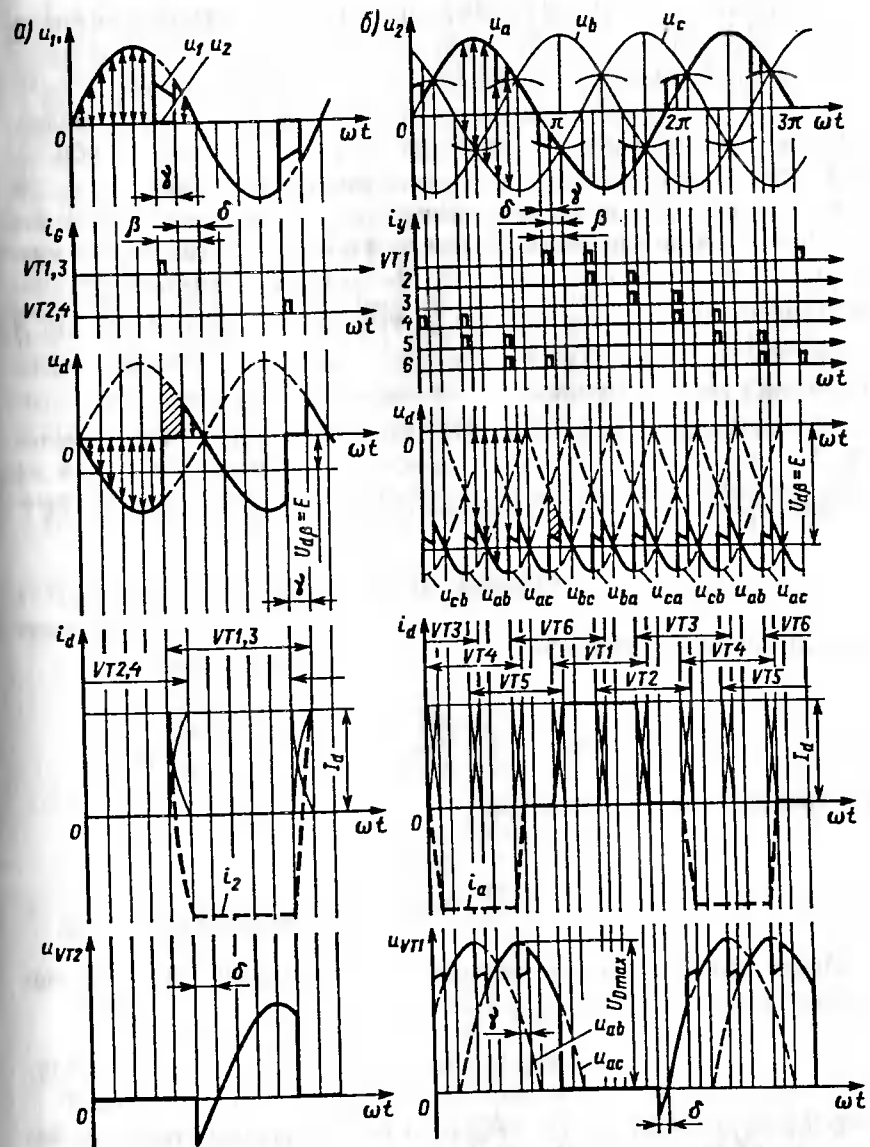


Рис. 7.3. Временные диаграммы напряжений и токов однофазного (а) и трехфазного (б) инверторов при коммутации с углом $\gamma \neq 0$

Интервал коммутации γ при заданном угле управления α уменьшает интервал, в течение которого к тиристорам, выходящему из состояния высокой проводимости, прикладывается обратное напряжение, необходимое для восстановления его запирающих свойств. Этот оставшийся интервал приложения к тиристорам обратного напряжения обозначен углом δ , называемым *послекоммутационным углом инвертора*. Для обеспечения гарантированного выключения тиристоров до момента приложения к ним прямого напряжения послекоммутационный угол не должен быть меньше некоторого минимального значения δ_{\min} , определяемого временем выключения t_q тиристоров. При $t_q = 500$ мкс и $\omega = 314$ с⁻¹ угол $\delta_{\min} = \omega t_q = 314 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} = 0,157$ рад = 9 эл. град. С учетом запаса угол δ_{\min} принимается не менее 10—15 эл. град.

Коммутация с углом γ оказывает влияние на форму тока инвертора. Ток внутреннего короткого замыкания i_k изменяется с теми же закономерностями, что и в управляемых выпрямителях [см. выражение (6.71)]:

$$i_k = \sqrt{2} I_k [\cos \alpha - \cos (\alpha + \omega t)], \quad (7.9)$$

для однофазного инвертора

$$I_k = \frac{E_2}{\omega L_a};$$

для трехфазного инвертора

$$I_k = \frac{\sqrt{3} E_2}{2 \omega L_a}.$$

После подстановки в уравнение (7.9) соотношения $\alpha = \pi - \beta$ оно получит вид:

$$i_k = \sqrt{2} I_k [\cos (\omega t - \beta) - \cos \beta]. \quad (7.10)$$

В этом уравнении отсчет ωt ведется от начала коммутации тиристоров.

На интервале угла коммутации γ токи тиристоров с учетом коммутации следующие:

$$\begin{aligned} i_{VT} &= i_k \text{ для вступающего в работу тиристора;} \\ i_{VT} &= I_d - i_k \text{ для выходящего из работы тиристора;} \\ i_{VT} &= I_d \text{ на внекоммутационном интервале.} \end{aligned}$$

Токи в обмотках трансформатора определяются токами соответствующих тиристоров. Характерные искажения на интервале коммутации получает кривая напряжения вторичной обмотки трансформатора u_2 . Для однофазного инвертора на этом интервале образуется нулевая площадка. В трехфазных инверторах на интервале коммутации уровень напряжения короткозамкнутых фаз относительно нулевой точки трансформатора определяется полусуммой их фазных напряжений. Это отражается на форме фазных напряжений $u_{a,b,c}$, а также на форме напряжений, прикладываемых к тиристорам.

Коммутационные площадки отражаются также на форме напряжения на зажимах первичной обмотки. Так как питающая сеть обладает некоторой индуктивностью L_c , которая входит в состав L_a , то искажения кривой напряжения распределяются прямо пропорционально значениям L_c и L_T в общей анодной индуктивности $L_a = L_c + L_T$. Если $L_c = 0$, то напряжение u_1 не имеет искажений.

7.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ИНВЕРТОРОВ

Регулировочная характеристика. Среднее значение напряжения $U_{d\beta}$ инвертора без учета влияния угла γ для однофазного инвертора

$$\begin{aligned} U_{d\beta} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} \sqrt{2} E_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} -\cos \omega t = \frac{2\sqrt{2} E_2}{\pi} \cos \alpha = \\ &= \frac{2\sqrt{2} E_2}{\pi} \cos(\pi - \beta) = -\frac{2\sqrt{2} E_2}{\pi} \cos \beta; \end{aligned} \quad (7.11)$$

для трехфазного инвертора

$$U_{d\beta} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi/3 + \alpha} \sqrt{6} E_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6} E_2}{\pi} \cos \alpha = -\frac{3\sqrt{6} E_2}{\pi} \cos \beta. \quad (7.12)$$

Зависимости (7.11) и (7.12) представляют собой регулировочные характеристики однофазного и трехфазного выпрямительно-инверторных преобразователей. Обобщенная регулировочная характеристика (рис. 7.4) отражает регулировочные свойства однофазных и трехфазных управляемых выпрямителей и ведомых сетью инверторов.

При изменении угла управления от 0 до $\pi/2$ преобразователь работает как выпрямитель, а при изменении α от $\pi/2$ до $\pi - \delta_{\min}$ — как инвертор, ведомый сетью.

Входная (внешняя) характеристика. С учетом коммутационных падений напряжения [выражения (7.6) и (7.8)] среднее значение напряжения инвертора и напряжения холостого хода инвертора [выражения (7.11) и (7.12)]

$$U_{d\beta} = -U_{d0} \cos \beta - \Delta U_{d\gamma} \quad (7.13)$$

Зависимость напряжения $U_{d\beta}$, подводимого от источника постоянного тока с ЭДС E от тока инвертора I_d , называется *входной (внешней) характеристикой* инвертора. Эти характеристики при $\beta = \text{const}$ типичны для инвертора.

Уравнение входной характеристики инвертора отличается от уравнения внешней характеристики выпрямителя параметром управления β и знаком $\Delta U_{d\gamma}$. Коммутационное падение напряжения приводит к тому, что при увеличении тока I_d происходит повышение ЭДС E и напряжения $U_{d\beta}$. Напряжение $U_{d\beta}$ противоположно напряжению U_d выпрямителя, что отражается знаком "-" перед выражением.

Графическое изображение входных характеристик представляет семейство параллельных прямых для фиксированных значений угла β (рис. 7.5).

Ограничительная характеристика. Повышение тока I_d , как известно, сопровождается увеличением угла коммутации γ . По этой причине перемещение рабочей точки вправо на входной характеристике при заданном $\beta = \text{const}$ приводит к уменьшению послекоммутационного угла δ . При достижении некоторого тока $I_{d\text{max}}$ угол δ становится равным минимально допустимому значению $\delta = \delta_{\text{min}}$. При дальнейшем увеличении тока I_d может произойти опрокидывание инвертора.

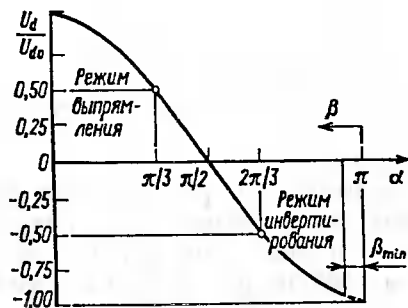


Рис. 7.4. Обобщенная регулировочная характеристика выпрямительно-инверторного преобразователя

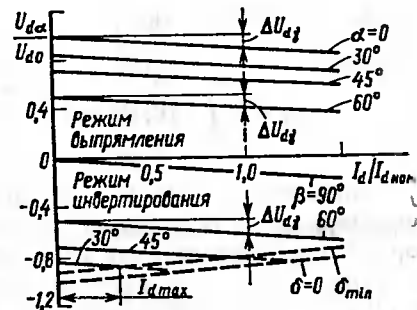


Рис. 7.5. Обобщенные внешние характеристики выпрямительно-инверторного преобразователя

Следовательно, с уменьшением угла β предел увеличения I_d наступает при меньшем его значении. Прямая $\delta = \delta_{\text{min}}$ называется *ограничительной характеристикой* инвертора. Для обеспечения работы инвертора по ограничительным характеристикам устройствами автоматики задается необходимый угол опережения $\delta = \delta_{\text{min}} + \gamma$ в зависимости от значения тока I_d . Такие внешние характеристики называются *искусственными*. В зависимости от закономерности автоматического задания угла β можно получить любой наклон внешней характеристики инвертора.

Графически ограничительная характеристика при $\beta = \text{const}$ изображается прямой, имеющей наклон, противоположный наклону внешних характеристик выпрямителя.

Коэффициент мощности. Аналогично выпрямительному режиму коэффициент мощности при инвертировании

$$k_m = \frac{P_1}{S_1} = k_{\text{нл}} \cos \varphi_{(1)} \quad (7.14)$$

Угол сдвига φ_1 основной гармонической составляющей тока $i_{(1)}$ относительно напряжения u_1

$$\varphi_{(1)} = \pi - \beta + (\gamma/2) \quad (7.15)$$

Значение $\cos \varphi_{(1)}$ для инвертора получается отрицательным как и его активная мощность. Это подчеркивает то, что инвертор по отношению к сети является источником энергии. Поскольку коэффициент мощности принято считать положительным, то $\cos \varphi_1$ для инвертора, ведомого сетью, определяют по абсолютной величине:

$$\cos \varphi_1 = \cos \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right) \quad (7.16)$$

Из выражения (7.16) следует, что для повышения коэффициента мощности необходимо обеспечивать регулированием минимального угла опережения β . При этом исходя из условия предоставления минимально необходимого времени восстановления тиристоры и возможного максимального угла коммутации следует принимать:

$$\beta_{\text{min}} = \delta_{\text{min}} + \gamma_{\text{max}} \quad (7.17)$$

$$\cos \varphi_{(1)} = \cos \left(\delta_{\text{min}} + \frac{\gamma_{\text{max}}}{2} \right) \quad (7.18)$$

Выражение для определения коэффициента мощности инвертора, ведомого сетью, имеет следующий вид:

$$k_m = \frac{I_{1(1)}}{I_1} \cos \left(\delta_{\min} + \frac{\gamma_{\max}}{2} \right). \quad (7.19)$$

Коэффициент искажения тока $k_{н1} = I_{1(1)}/I_1$ для инверторов имеет такое же значение, как и для управляемых выпрямителей. Например, при мгновенной коммутации ($\gamma = 0$) для однофазных инверторов $k_{н1} = 0,9$, а для трехфазных инверторов $k_{н1} = 0,955$. Если принять $\delta_{\min} = 15$ эл. град., $\gamma = 20$ эл. град., то для однофазного инвертора коэффициент мощности $k_m = 0,815$, для трехфазного инвертора $k_m = 0,86$. На электровозах однофазного переменного тока при рекуперации коэффициент мощности еще ниже, $k_m = 0,7 \div 0,75$. Поэтому необходимы меры по снижению реактивной составляющей мощности при рекуперации энергии в тяговую сеть.

7.5. АВАРИЙНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ИНВЕРТОРОВ

Причины и виды аварийных режимов инверторов. Причиной аварийных режимов могут быть нарушения в системе управления (пропуск одного или всех сигналов управления тиристорами), кратковременное снижение напряжения сети переменного тока (увеличение тока и угла коммутации γ), пробой одного из тиристоров инверторного моста, сбой в системе автоматического поддержания минимального послекоммутационного угла (угла запаса) δ_{\min} . В результате этих нарушений в работе происходит опрокидывание инвертора. При опрокидывании (рис. 7.6, а) тиристор VT4 (см. рис. 7.2) не включается (коммутация VT6 не произошла) и продолжает проводить ток, работая последовательно с тиристором VT5. После перехода кривой против-ЭДС сети в положительный полупериод в цепи инвертирования

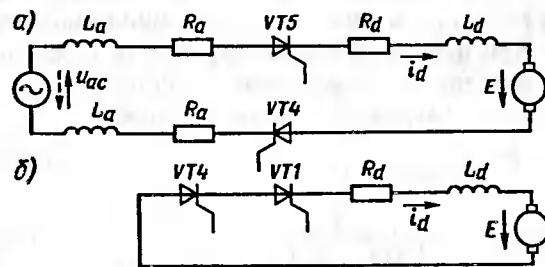


Рис. 7.6. Схема замещения при опрокидывании (а) и прорыве (б) инвертора

начинают действовать согласно ЭДС генератора E и напряжения сети u_{ac} . Это приводит к быстрому нарастанию аварийного тока опрокидывания, превышающего ток короткого замыкания выпрямителя.

Если включается тиристор в плече, противоположном работающему в данный отрезок времени (например, включение VT1 при работающем VT4, см. рис. 7.2, а), то ЭДС генератора E оказывается замкнутой через два последовательно соединенных проводящих тиристора (рис. 7.6, б). Такой аварийный режим носит название *прорыва* инвертора. При прорыве ток в обмотках трансформатора снижается до нуля по мере израсходования энергии, запасенной в его индуктивных элементах. Аварийный ток определяется ЭДС генератора E .

Другие виды аварийных режимов при нарушениях в цепи постоянного тока или в цепях переменного тока аналогичны ранее рассмотренным аварийным режимам в выпрямителях или указанных выше инверторах.

Аварийные токи инверторов. При опрокидывании (см. рис. 7.6, а) можно предположить, что каждая ЭДС действует в цепи независимо. Аварийный ток состоит из периодической составляющей i' , создаваемой ЭДС сети, и аperiodической составляющей i'' , источником которой служит ЭДС генератора. Периодическая составляющая из условия включения цепи на синусоидальное напряжение

$$i' = \frac{\sqrt{6}E_2}{Z} \left[\cos \left(\beta + \varphi - \frac{\pi}{2} - \omega t \right) - \cos \left(\beta + \varphi - \frac{\pi}{2} \right) \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right) \right], \quad (7.20)$$

здесь

$$Z = \sqrt{[\omega(2L_a + L_d)]^2 + (2R_a + R_d)^2};$$

$$\tau = \frac{2L_a + L_d}{2R_a + R_d}; \quad \varphi = \arctg(\omega\tau).$$

Из выражения (7.20) видно, что составляющая i' состоит из синусоидальной периодической и аperiodической с постоянной затухания τ составляющих. Аperiodическая составляющая тока опрокидывания от ЭДС генератора определяется по выражению

$$i'' = \frac{E}{2R_a + R_d} \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right) \right] + I_d \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right), \quad (7.21)$$

где I_d — ток инвертора в момент опрокидывания.

Результирующий ток при опрокидывании: $i_0 = i' + i''$.

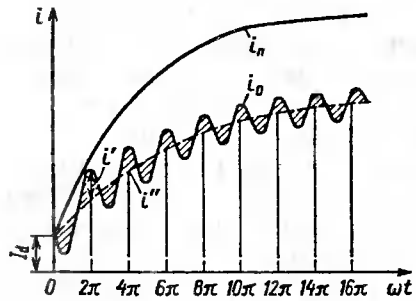


Рис. 7.7. Кривые нарастания аварийных токов при опрокидывании и прорыве инвертора

Ток в аварийном контуре при прорыве инвертора (см. рис. 7.6, б) нарастает от своего предаварийного значения I_d (рис. 7.7) под действием ЭДС генератора по экспоненциальному закону:

$$i_n = \frac{E}{R_d} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] + I_d \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \quad (7.22)$$

где $\tau = L_d/R_d$.

Для одного и того же преобразователя установившееся значение токов I_0 и I_n характеризуется тем, что $I_n > I_0$.

Аварийные режимы инвертора являются наиболее тяжелыми и могут вызвать повреждение электрической аппаратуры.

Исследования возможных аварийных токов показали, что в инверторах средней и большой мощности они могут достигать 15—40-кратного значения номинальных значений тока [19].

Условие самоликвидации опрокидывания инвертора. Включением в цепь инвертора реактора со значительной индуктивностью можно достичь самоликвидации опрокидывания и нормальной работы инвертора. Реактор, введенный в цепь постоянного тока инвертора, ограничивает скорость нарастания тока после опрокидывания. Опрокидывание самоликвидируется в том случае, когда нарастание тока ограничено настолько, что во время очередной коммутации ток в тиристоре успеет уменьшиться до нуля благодаря току короткого замыкания коммутации. При этом после спада тока в аварийном тиристоре до нуля к нему должно быть приложено обратное напряжение на интервале, достаточном для восстановления управляющей способности.

Для обеспечения такого режима инвертора мощностью 2500 кВт требуется значительная индуктивность реактора (до 100 мГн), что технически трудно реализуется.

7.6. ПРИМЕНЕНИЕ ИНВЕРТОРОВ НА ТЯГОВЫХ ПОДСТАНЦИЯХ И НА ЭЛЕКТРОПОДВИЖНОМ СОСТАВЕ ПРИ РЕКУПЕРАТИВНОМ ТОРМОЖЕНИИ

Применение инверторов на тяговых подстанциях. Теоретические работы были начаты М. А. Чернышовым. Под его руководством созданы первые инверторные агрегаты, которые были применены на Свердловской железной дороге в 1952—1953 гг. Первые агрегаты были выполнены на ртутных приборах. Использовалась нулевая схема — две обратные звезды с уравнильным реактором. Ртутные приборы не обеспечивали устойчивой и надежной работы. Переход на полупроводниковые приборы позволил создать инверторные агрегаты, отвечающие требованиям надежной работы. Тиристорные инверторы выполняются по трехфазной мостовой схеме. Тиристорные инверторы для тяговых подстанций в 70-е годы создавались под руководством С. Д. Соколова [21].

На тяговой подстанции инвертор подключается к общим шинам параллельно с выпрямительными агрегатами (рис. 7.8).

Угол опережения β инвертора устанавливается таким, при котором напряжения холостого хода выпрямителя U_{d0} и инвертора $U_{d0\beta}$ равны

$$\frac{3\sqrt{6}E_{2в}}{\pi} = \frac{3\sqrt{6}E_{2и}}{\pi} \cos \beta. \quad (7.23)$$

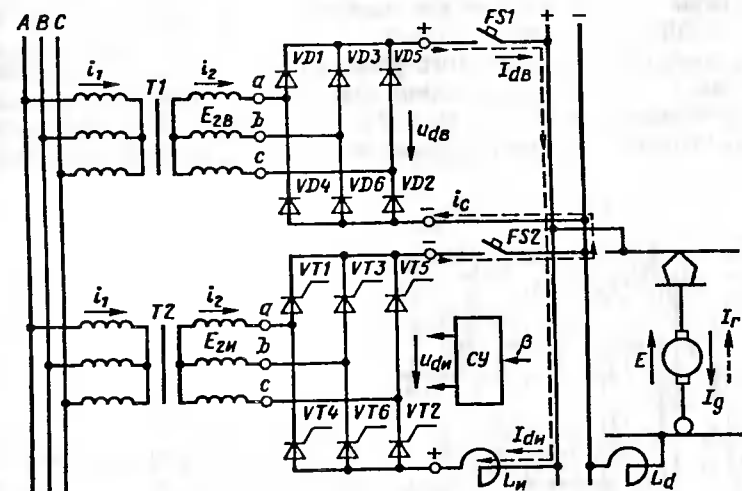


Рис. 7.8. Схема параллельного включения выпрямителя и инвертора

Из соотношения (7.23) следует

$$E_{2и} = E_{2в} \frac{1}{\cos \beta}, \quad (7.24)$$

где $E_{2и}$, $E_{2в}$ — эффективные значения фазных напряжений холостого хода соответственно инвертора и выпрямителя.

Неравенство вторичных напряжений выпрямителя и инвертора вызывает при параллельной работе протекание пульсирующего циркуляционного тока уравнивающего тока под действием разности мгновенных значений электродвижущих сил выпрямителя $u_{дв}$ и инвертора $u_{ди}$ (рис. 7.9).

При положительном значении разности $u_{дв} - u_{ди}$ ток циркуляции i_c нарастает, а при отрицательной спадает. Скорость нарастания тока $di_c/d\omega t$ ограничивается суммарной индуктивностью контура циркуляционного тока:

$$L_c = L_{и} + 2L_{тв} + 2L_{ти}, \quad (7.25)$$

где $L_{и}$, $L_{тв}$, $L_{ти}$ — соответственно индуктивности инверторного реактора, обмоток выпрямительного и инверторного трансформаторов.

Среднее значение тока I_c зависит от индуктивности L_c . Так как индуктивности трансформаторов невелики, то для ограничения циркуляционного тока включается специальный реактор инвертора.

Так как напряжение холостого хода инвертора должно быть не ниже напряжения холостого хода выпрямителя, то число витков вторичной обмотки преобразовательного трансформатора инвертора принимается на 20—25 % больше, чем для выпрямительного трансформатора. Вместо этого может использоваться специальный вольтодобавочный трансформатор.

В результате рационального управления инвертором с помощью быстродействующих регуляторов возможно значительное снижение уравнивающих токов снятием сигналов управления с инвертора в режиме потребления тока $I_{дв}$ (см. рис. 7.8) или увеличением значения $U_{двв}$.

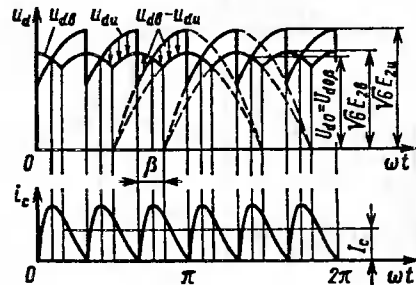


Рис. 7.9. Кривые циркуляционного тока, протекающего между выпрямителем и инвертором

Ток выпрямителей $I_{дв}$ направлен от положительной шины в контактную сеть, а ток инвертора наоборот — из контактной сети к положительной шине. Поэтому внешние характеристики выпрямителя и инвертора лучше строить в первом и втором квадрантах (рис. 7.10).

При холостом ходе выпрямителя напряжение на шинах подстанции $U_{д0} > U_{дном} = 3300$ В на величину коммутационной потери напряжения $\Delta U_{дг}$. Переход подстанции в режим приема избыточной энергии рекуперации сопровождается увеличением напряжения холостого хода до $U_{двв}$, которое не должно превышать допустимого максимального значения (3800 В). При достижении этого напряжения подается на инвертор сигнал управления с регулированием постоянства угла $\delta \geq \delta_{\min}$. При увеличении тока рекуперации $I_{ди}$ напряжение на шинах подстанции уменьшается и при номинальном токе инвертора $I_{дином}$ достигает $U_{дфном} \approx U_{д0}$. В этом случае обеспечено наименьшее значение циркуляционного тока.

Схемы инверторов, применяемых на тяговых подстанциях. Для приема избыточной энергии при рекуперативном торможении электроподвижного состава в системе электроснабжения применяют шестипульсовые нулевую и мостовую схемы, а также двенадцатипульсовую двухмостовую схему последовательного типа. На начальном этапе применения инвертирования на тяговых подстанциях применялись ртутные выпрямительно-инверторные агрегаты, которые использовались в выпрямительном и инверторном режимах. Для перевода из выпрямительного в инверторный режим и обратно использовались контактные аппараты для переключения числа витков вторичной обмотки и быстродействующие выключатели для изменения полярности присоединения к сборным шинам постоянного тока (рис. 7.11).

В выпрямительном режиме замкнуты контакты 1 и 3, а в инверторном — 2 и 4. Недостатком такой схемы является низкая надежность коммутационной аппаратуры. Такую схему не стали применять при переходе к тиристорным выпрямительно-инверторным преобразова-

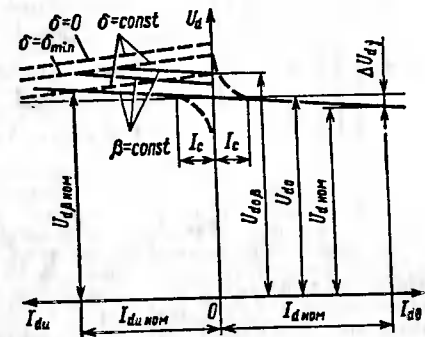


Рис. 7.10. Внешние характеристики выпрямителя и инвертора

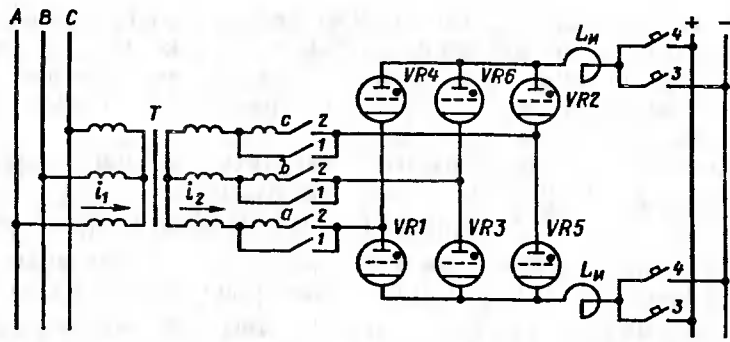


Рис. 7.11. Схема ртутного выпрямительно-инверторного преобразователя с контактными переключающими аппаратами

телям (ВИП). Было применено тиристорное переключение числа витков вторичной обмотки, например тиристорный выпрямительно-инверторный преобразователь ВИПЭ-1, выполненный по трехфазной нулевой схеме (рис. 7.12). Переключение числа витков вторичной обмотки трансформатора при смене режимов осуществляется тири-

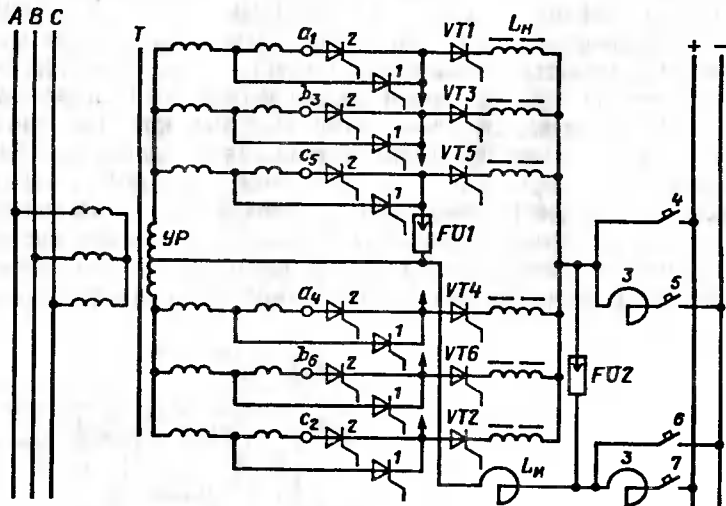


Рис. 7.12. Схема преобразователя ВИПЭ-1:

T — преобразовательный трансформатор типа ТДРУ-20000/10И; $VT1-VT6$ — тиристоры ТЛ150-8 ($a = 6, s = 15$) общей группы; 1 — тиристоры ТЛ150-8 ($a = 6, s = 6$) выпрямительной группы; 2 — тиристоры ТЛ150-8 ($a = 6, s = 8$) инверторной группы; L_m — дроссели насыщения ограничения скорости нарастания тока тиристоров; $4, 7$ — быстродействующие выключатели; 3 — реакторы помехозащитные РСВ-2000; L_n — реактор инверторный РБФАУ-6500/3250; $FU1$ — разрядник анодный типа РВК-3; $FU2$ — разрядник цепи постоянного тока РВВК-3

торами. Для этого в каждом плече схемы имеются три группы тиристоров: общая $VT1-VT6$, выпрямительная 1 и инверторная 2 . Общее число тиристоров в преобразователе 900. В режиме выпрямления включены тиристоры общей и выпрямительной, а в режиме инвертирования — общей и инверторной групп. Переключение на шины постоянного тока осуществляется быстродействующими выключателями 4—7. Переключение режимов происходит по сигналам датчиков напряжения постоянного тока и датчиков тока вторичной обмотки трансформатора.

Преобразователь ВИПЭ-1 — внутренней установки с принудительным охлаждением. Этот преобразователь имеет ряд недостатков, связанных с применением нулевой схемы и многоэлементностью тиристорной схемы.

Вместо ВИПЭ-1 был разработан выпрямительно-инверторный преобразователь ВИПЭ-2УЗ по трехфазной мостовой схеме (рис. 7.13), который имеет отдельные мостовые схемы выпрямителя на диодах

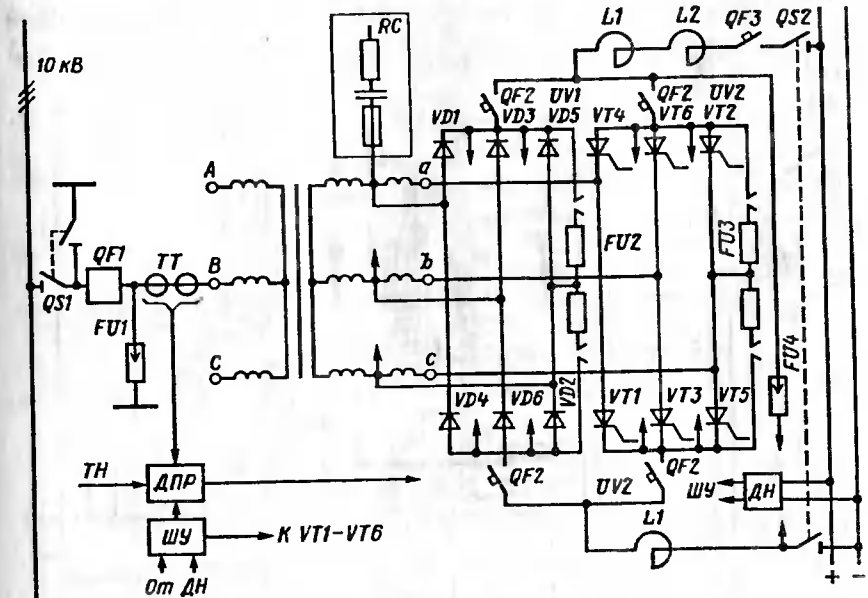


Рис. 7.13. Схема преобразователя ВИПЭ-2:

T — преобразовательный трансформатор ТДП-12500/10Ж; $UV1 (VD1-VD6)$ — шкаф диодов ВЛ2-200-8 ($a = 10, s = 9$); $UV2 (VT1-VT6)$ — шкафы тиристоров ТД320В-12 ($a = 6, s = 10$); $L1$ — помехозащитный реактор РСОВ-2000; $L2$ — реактор инверторный сглаживающий РБФАУ-6500/3250; $QF1$ — выключатель на напряжение 10 кВ; $QF2$ — быстродействующие выключатели АБ 2/4; $QF3$ — быстродействующий выключатель; $QS1, QS2$ — разрядники; $FU1$ — разрядник на напряжением 10 кВ; $FU2, FU3$ — разрядники РВК-3,3; RC — шкаф RC-цепей с предохранителями; $ШУ$ — шкаф управления; $ДН$ — датчик напряжения; $ДПП$ — датчик переключения; $ТН$ — трансформатор напряжения; $ТТ$ — трансформатор тока

ВЛ2-200-8 (всего 540) и схемы инвертора на тиристорах ТД 320-12 (всего 360). Каждый из мостов подключается к соответствующим выводам вторичной обмотки трансформатора с отпайками. Это исключает необходимость переключений при смене режимов. При смене режимов могут переключаться только быстродействующие выключатели. Схема автоматического регулирования (САР) преобразователя позволяет осуществлять компаундирование инвертора, обеспечивая получение заданных внешних характеристик.

Дальнейшим развитием инверторов для тяговых подстанций явилось использование полностью управляемых выпрямителей по двухмостовой двенадцатипульсовой схеме последовательного типа, например выпрямительно-инверторного преобразователя, собранного на основе тиристорной секции (СТП) и серийного выпрямителя ТПЕД-3150-3.3 (рис. 7.14). Тиристорная секция представляет собой шкаф тиристоров с воздушным принудительным охлаждением. Ти-

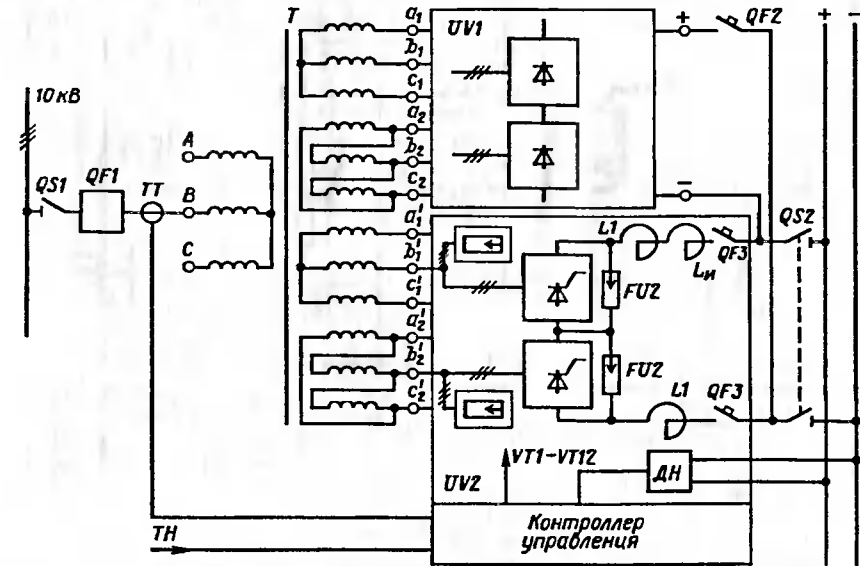


Рис. 7.14. Схема выпрямительно-инверторного преобразователя на основе унифицированных тиристорных секций СТП:
 Т — преобразовательный трансформатор ТРДП-20000/10У1; QF1 — выключатель ВКЭ-10-20-1000-У3; ТТ — трансформаторы тока ТЛМ-10-У3, 800/5; UV1 — выпрямитель ТПЕД-3150-3,3к-У1; UV2 — инвертор И-ПТП-2,4к-4к-3/12-У3; FU1, FU2 — разрядники РВКУ-1,65; L1 — помехозащитные реакторы РОСВ-2000; L2 — реактор сглаживающий РВФА-У; QF2, QF3 — быстродействующие выключатели ВАБ-43; QS1, QS2 — разъединители

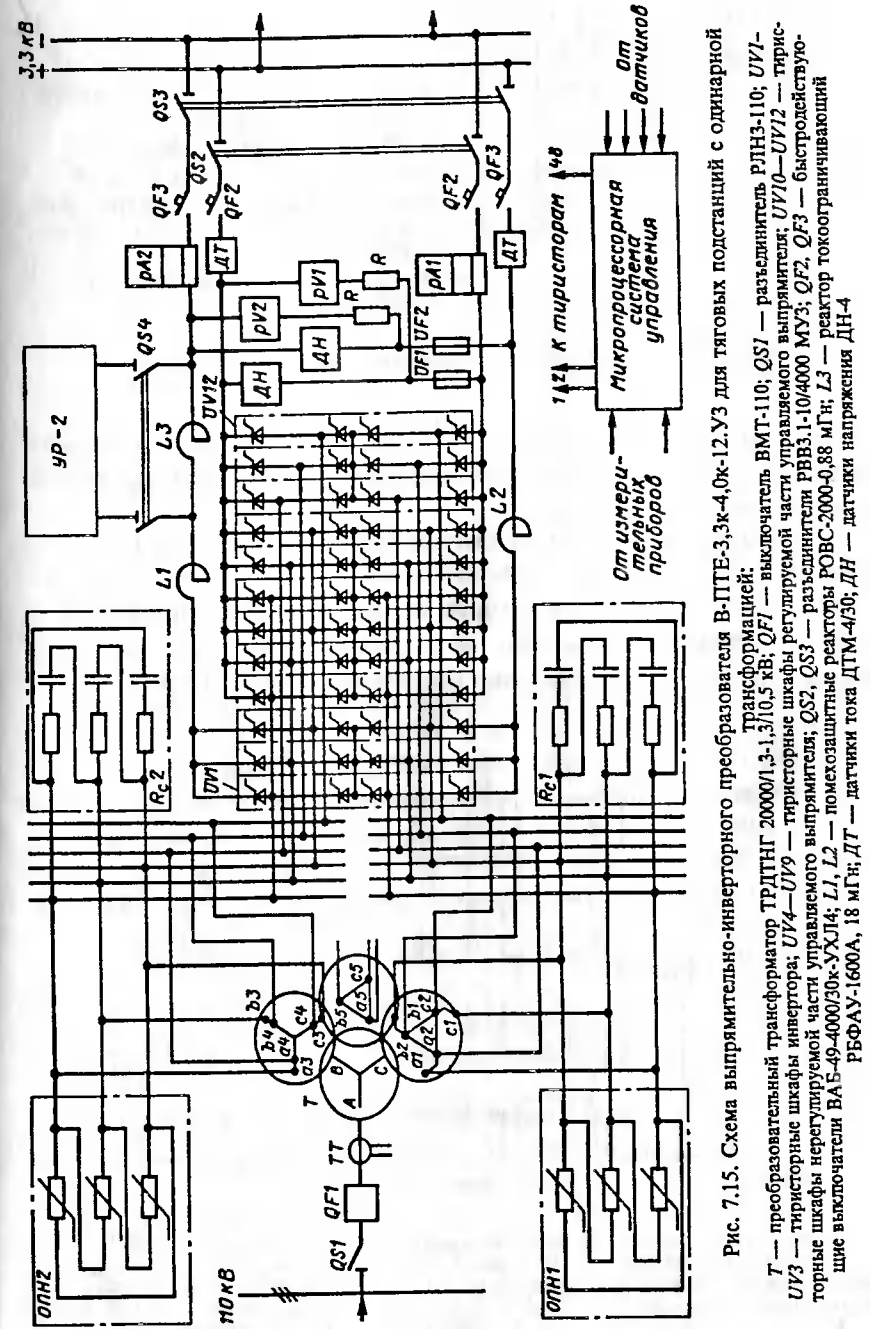


Рис. 7.15. Схема выпрямительно-инверторного преобразователя В-ПТЕ-3,3к-4,0к-12,У3 для тяговых подстанций с одинарной трансформацией:
 преобразовательный трансформатор ТРДПГ 20000/1,3-1,3/10,5 кВ; QS1 — выключатель ВМТ-110; QS2 — быстродействующий выключатель РЛН3-110; UV1Z — преобразовательный трансформатор ТРДПГ 20000/1,3-1,3/10,5 кВ; UV2Z — тиристорная секция управляемого выпрямителя; UV1Z — тиристорная секция управляемого выпрямителя; UV2Z — тиристорная секция управляемого выпрямителя; QF1, QF2, QF3 — быстродействующие выключатели ВАБ-49-4000/30к-УХЛ14; L1, L2 — помехозащитные реакторы РОСВ-2000-0,88 мГн; L3 — реактор токоограничивающий РБФАУ-1600А, 18 мГн; ДТ — датчики тока ДТМ-4/30; ДН — датчики напряжения ДН-4

Параметр	ВИПЭ-1	ВИПЭ-2	ТПЕД-3150-3.3к-У1, И-ПТИ-2.4к-4к-3/12-43	В-ПТЕ-3.15к-4.0к-12-У3
Номинальный ток, А:				
при выпрямлении	2000	2500	3150	3150
при инвертировании	2000	1600	2400	1400
Допускаемая перегрузка по току в течение 15 мин, %:				Данные уточняются при испытаниях
при выпрямлении	75	25	—	
при инвертировании	75	25	33	
Номинальное напряжение, В, в режиме:				
выпрямительном	3300	3300	3300	3300
инверторном	3300–3600	3300–3800	4000	4000
Максимальное допустимое напряжение, В	4000	4000	4000	4000

И - П Т П - 2,4к - 4к - 3/х - У3

Инвертор
 Постоянный ток на входе (контактной сети)
 Трехфазный ток на выходе
 Принудительное воздушное охлаждение
 Номинальный инвертируемый ток в кА
 Номинальное инвертируемое напряжение в кВ
 Код модификации / х - тип схемы: 6-пульсовая (6), 12-пульсовая (12)
 Климатическое исполнение и категория размещения

Рис. 7.16. Структурная схема условного обозначения инверторов

ристоры могут быть соединены по трехфазной шестипульсовой мостовой схеме или двенадцатипульсовой двухмостовой схеме последовательного типа.

На основе этих схем может быть смонтирован инвертор по шестипульсовой или двенадцатипульсовой схемам.

Система управления инвертором построена на базе программируемого контроллера. Назначение всех узлов преобразователя, приведенного на рис. 7.14, аналогично преобразователю ВИПЭ-2.

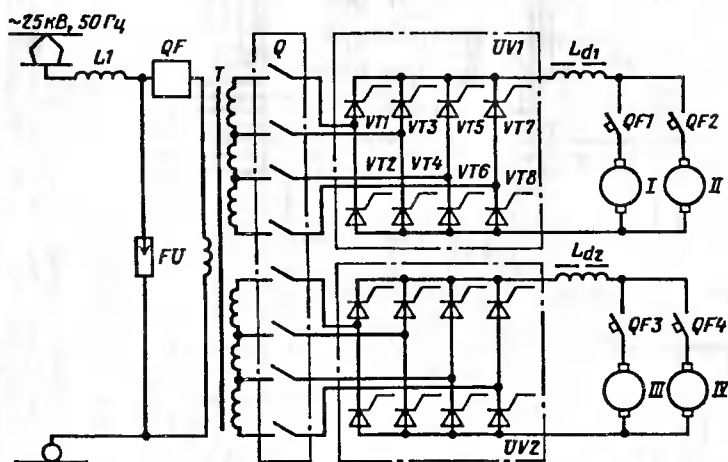


Рис. 7.17 Схема силовых цепей четырехосной секции электровоза ВЛ80Р: I — помехоподавляющий дроссель; QF — высоковольтный выключатель; FU — разрядник; Т — тяговый преобразовательный трансформатор; Q — групповой переключатель; UV1, UV2 — выпрямительно-инверторные установки ВИПЭ-2220 М; L_{d1}, L_{d2} — сглаживающие реакторы; I-IV — тяговые электродвигатели; QF1—QF4 — быстродействующие автоматические выключатели

Для реконструируемой под скоростное движение до 200 км/ч магистрали Санкт-Петербург—Москва в 1998 г. разработан выпрямительно-инверторный преобразователь (рис. 7.15). Преобразователь имеет трансформатор с первичным напряжением 110 кВ, двенадцатипульсовые схемы управляемого и ведомого сетью инвертора. Он выполнен на современных тиристорах Т173-2000-18, собранных в силовые блоки с охладителями на основе тепловых труб Т341, предназначен для внутренней установки и имеет естественное охлаждение.

Условное обозначение инверторов имеет структуру, приведенную на рис. 7.16.

Основные технические данные выпрямительно-инверторных преобразователей для тяговых подстанций постоянного тока приведены в табл. 7.1.

Применение инверторов на электроподвижном составе. Для перехода на рекуперативное торможение тяговые двигатели электроподвижного состава должны быть переведены в генераторный режим, направление их ЭДС E должно быть встречным по отношению к противо-ЭДС инвестора $U_{др}$, а угол управления $\alpha > \pi/2$. Для устойчивого и эффективного торможения следует поддерживать $\delta \geq \delta_{\min} = 25$ эл. град. [23].

Рекуперативное торможение было осуществлено еще в 60-е годы на электровозах ВЛ60Р (рис. 7.17) с ртутными выпрямительно-инверторными преобразователями под руководством Б. Н. Тихменева [22, 23]. На этих электровозах для автоматического поддержания угла δ применяется электронный блок автоматического регулирования, который обеспечивает измерение фактического угла коммутации γ и задание угла опережения $\beta = \gamma + \delta_{\min}$. Двигатели в режиме рекуперативного торможения имеют независимое возбуждение от игнитронного выпрямителя низкого напряжения, а в цепи якорей включены стабилизирующие резисторы сопротивлением 0,5 Ом. Защита в режиме опрокидывания обеспечивается индивидуальными быстродействующими выключателями. Скорость в режиме рекуперации регулируется переключением ступеней трансформатора с помощью тех же контактных устройств, что и в тяговом режиме (групповым переключателем и переходными реакторами). Кроме того, предусматривается изменение ЭДС E регулированием возбуждения.

8. ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

8.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Импульсный способ регулирования в цепях постоянного тока. В отличие от цепей переменного тока применение постоянного тока связано с проблемой плавного регулирования напряжения нагрузки. Потребность в регулировании напряжения при питании от сети постоянного тока приводит к применению неэкономичных способов, основанных на включении в силовые цепи токоограничивающих резисторов или делителей напряжения.

При электрической тяге и питании коллекторных двигателей от контактной сети постоянного тока на электроподвижном составе применяются пусковые резисторы. При пуске и разгоне по мере увеличения частоты вращения и, соответственно, противо-ЭДС двигателей пусковые резисторы, включаемые последовательно в цепь якоря, благодаря ступенчатой перегруппировке обеспечивают ограничение среднего значения тока.

Резисторное регулирование приводит при частых пусках к дополнительным потерям электроэнергии (до 20—30 % общего потребления энергии на тягу). Регулирование пусковых резисторов сопровождается "всплесками" тока во время переключения ступеней. Для переключения резисторов требуется сложный контактный коммутатор.

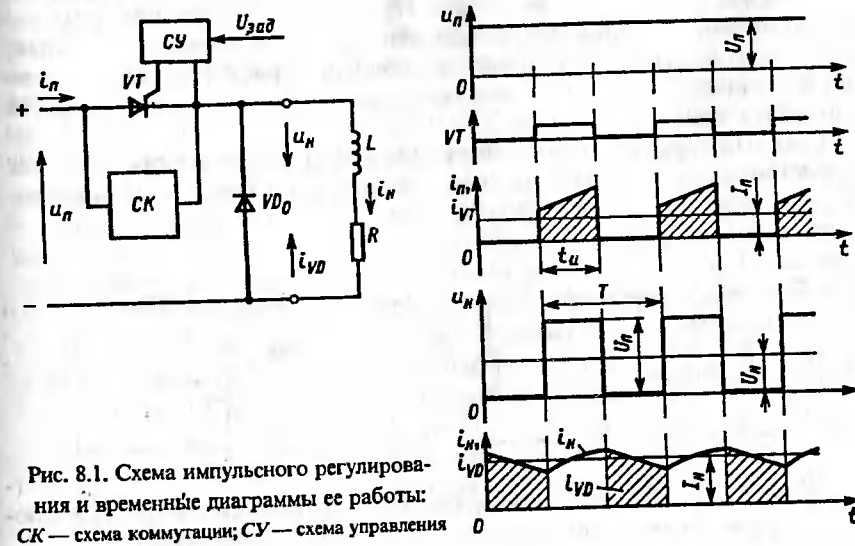
Тиристорная техника позволяет применить новый, более экономичный, надежный и эффективный импульсный способ регулирования в цепях постоянного тока. Принцип импульсного регулирования заключается в том, что источник постоянного тока периодически подключается к нагрузке с некоторой постоянной или изменяемой частотой (рис. 8.1). Автоматическое задание длительности интервала подключения за один цикл позволяет плавно регулировать среднее значение напряжения, прикладываемого к нагрузке. В цепи нагрузки обеспечивается непрерывное протекание тока с допустимой пульсацией. Это достигается благодаря индуктивности самой нагрузки или включению сглаживающего дросселя и достаточно высокой частоты коммутаций (200—400 Гц).

Среднее значение напряжения нагрузки

$$U_n = \frac{t_n}{T} U_n = k_3 U_n, \quad (8.1)$$

где U_n — напряжение источника питания; t_n , T — соответственно длительность и период повторяемости импульсов; k_3 — коэффициент заполнения.

Из соотношения (8.1) следует, что напряжение U_n можно плавно регулировать, если изменять t_n при $T = \text{const}$ или T при $t_n = \text{const}$, а также в результате одновременного изменения t_n и T . Этому соответствуют широтный, частотный и комбинированный, а также широтно-частотный способы импульсного регулирования.



Принцип работы схемы импульсного регулирования. Схема (см. рис. 8.1) состоит из источника постоянного напряжения (на рис. 8.1 не показан), однооперационного тиристора VT , схемы управления тиристором $СУ$, схемы принудительной коммутации $СК$ для выключения тиристора, диода обратного тока VD_0 для пропуска тока нагрузки во время паузы, цепи нагрузки R , последовательно с которой включен сглаживающий дроссель L . Тиристор VT включается периодически от подачи сигнала из схемы управления. На интервале включенного состояния тиристора ток в цепи RL -нагрузки апериодически увеличивается. В конце интервала проводимости происходит принудительное выключение тиристора с помощью специальной коммутационной схемы. Ее назначение заключается в том, чтобы обесточить тиристор на время рассасывания накопленного заряда в его полупроводниковой структуре. Во время выключенного состояния тиристора в цепи нагрузки ток апериодически снижается. Ток поддерживается благодаря наличию ЭДС самоиндукции дросселя. Контур тока замыкается через диод VD_0 . На этом интервале тиристор принимает на себя напряжение источника питания. В цепи нагрузки протекает пульсирующий ток, пульсация которого зависит от индуктивности L и частоты переключения тиристора ($f = 1/T$).

Схема может применяться для регулирования среднего значения постоянного напряжения на нагрузке, которое обратно пропорционально скважности кривой тока тиристора.

В силовых схемах переключение тиристоров происходит при мощности примерно сотни киловатт. В них могут использоваться обычные (однооперационные) и запираемые (двухоперационные) тиристоры, а также силовые транзисторы. При использовании обычных тиристоров широко применяются двухтиристорные схемы коммутации, в которых выключение главного (силового) тиристора осуществляется приложением обратного напряжения или пропуском импульса обратного тока (рис. 8.2).

Главный тиристор совместно со схемой коммутации представляет собой ключ для бесконтактного замыкания и размыкания цепи постоянного тока.

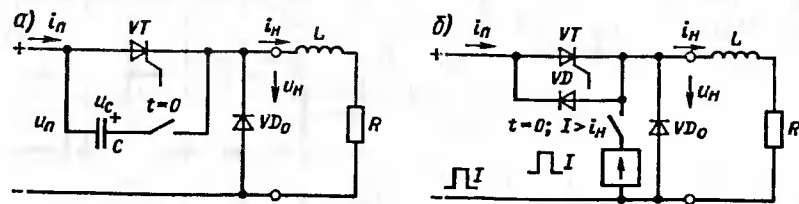


Рис. 8.2. Схемы принудительной коммутации тиристора напряжением предварительно заряженного конденсатора (а) и с помощью источника тока (б)

В зависимости от схемы коммутационного узла различают тиристорные ключи постоянного тока, запираемые приложением обратного напряжения, и ключи, запираемые импульсом обратного тока.

В тиристорном ключе, запираемом обратным напряжением, в момент $t = 0$ (см. рис. 8.2, а) к главному тиристор с помощью вспомогательного тиристора подключается предварительно заряженный коммутирующий конденсатор, тиристор оказывается под обратным напряжением и выключается. Такой тип принудительной коммутации получил название *жесткой коммутации*. В ключе с источником обратного тока (см. рис. 8.2, б) амплитуда импульса должна быть больше тока нагрузки. Тогда диод VD смещается в прямом направлении, и прямое напряжение диода оказывается приложенным к тиристор в обратном направлении. Диод VD должен проводить ток в течение интервала времени t_q выключения тиристора. В данном случае реализуется принудительная коммутация, получившая название *мягкой коммутации*.

8.2. ТИРИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Тиристорный ключ, запираемый приложением обратного напряжения. При включении вспомогательного тиристора VT_2 (рис. 8.3) коммутирующий конденсатор C_k заряжается от источника питания до некоторого напряжения U_{co} через цепь RL -нагрузки. В момент t_1 включается главный тиристор VT_1 . Через него протекает полный ток нагрузки i_n и ток колебательного перезаряда i_c конденсатора C_k , который замыкается через коммутирующий дроссель L_k и диод VD_1 . Процесс перезаряда заканчивается в момент t_2 . Установившаяся полярность напряжения на конденсаторе (знаки в кружках) соответствует готовности схемы к коммутации тока главного тиристора. Для запираания главного тиристора в момент t_3 включается вспомогательный тиристор VT_2 , и к главному тиристор прикладывается в обратном направлении напряжение конденсатора U_c . При этом на нагрузке напряжение u_n скачком увеличивается до значения $U_n + U_c$. Поскольку предполагается, что ток нагрузки i_n на интервале коммутации остается неизменным, то напряжение на конденсаторе u_c уменьшается линейно. В момент t_4 конденсатор полностью разрядится и на аноде тиристора VT_1 вновь нарастает прямое напряжение со скоростью $du/dt = i_n/L$. Интервал времени $t_4 - t_3 = t_n$ является временем, "предоставляемым" коммутационной схемой главному тиристор для выключения. Для надежного запираания тиристора должно быть выполнено условие $t_q \leq t_n$.

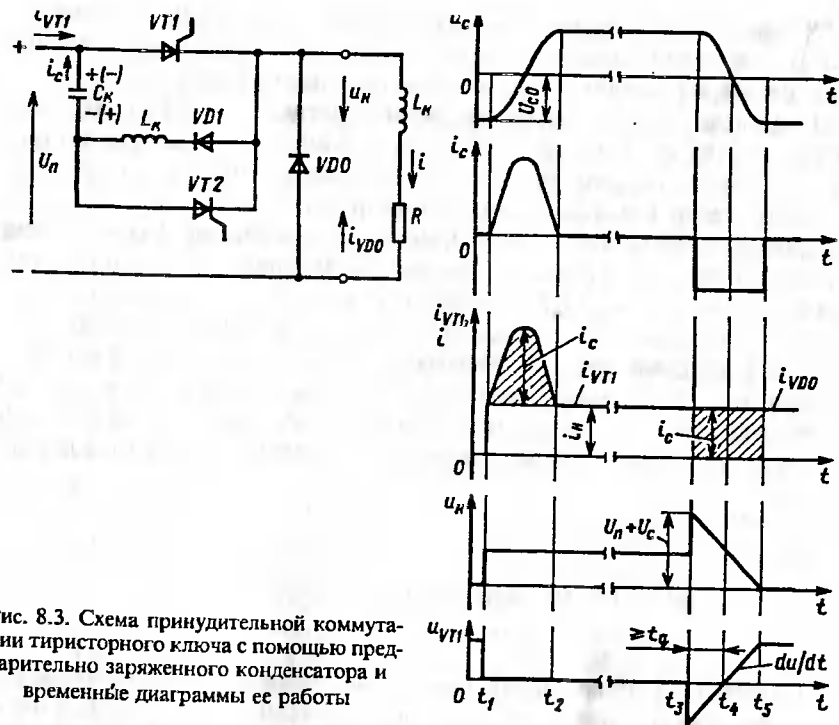


Рис. 8.3. Схема принудительной коммутации тиристорного ключа с помощью предварительно заряженного конденсатора и временные диаграммы ее работы

Далее напряжение на нагрузке продолжает линейно снижаться до полного перезаряда конденсатора C_k от источника U_n через тиристор VT_2 . В момент t_5 ток тиристора VT_2 уменьшается до нуля, и он запирается. Ток нагрузки замыкается по цепи диода VD_0 .

Тиристорный ключ, запираемый импульсом обратного тока. Схема ключа с мягкой коммутацией (рис. 8.4) отличается от схемы тиристорного ключа (см. рис. 8.3) наличием обратного диода VD_1 , шунтирующего главный тиристор в обратном направлении.

В момент t_1 , главный тиристор VT_1 включается. Коммутирующий конденсатор C_k к этому моменту заряжен до напряжения U_{c0} указанной полярности. Напряжение источника прикладывается к нагрузке. Конденсатор C_k перезаряжается на обратную полярность током i_c по цепи главного тиристора VT_1 , коммутирующего дросселя L_k и диода VD_2 . В момент t_3 для выключения главного тиристора VT_1 включается вспомогательный тиристор VT_2 . В цепи $C_k-L_k-VT_2-VT_1-C_k$ возникает колебательный процесс перезаряда конденсатора. Ток i_c в тиристоре VT_1 направлен встречно току нагрузки в обратном направлении тиристора. Когда мгновенное значение тока i_c равно мгновенному току нагрузки, то тиристор обесточен. Дальнейшее увеличение

тока i_c при неизменном токе нагрузки i_n приводит к тому, что разность токов $i_c - i_n$ замыкается по диоду VD_1 обратного тока. При этом ток нагрузки i_n продолжает замыкаться по цепи от источника питания через конденсатор C_k , дроссель L_k и тиристор VT_2 . Протекание тока по диоду VD_1 в прямом направлении обуславливает приложение к главному тиристору VT_1 обратного напряжения, равного прямому напряжению диода. На данном интервале $t_3' - t_4$ тиристору "предоставляются" условия для выключения. Если интервал $t_4' - t_3 \geq t_q$, то тиристор запирается. В момент t_4 ток i_c в колебательном контуре равен току нагрузки i_n . Если напряжение на конденсаторе u_c к моменту t_4 меньше напряжения источника, то на интервале $t_4 - t_5$ происходит дополнительный заряд конденсатора током i_n . Напряжение при этом изменяется линейно. На интервале $t_5 - t_6$ ток i_c в колебательном контуре снижается до нуля, обеспечивая дополнительный заряд конденсатора. На этом интервале разностный ток $i_n - i_c = i_{VD0}$ замыкается через диод VD_0 . Далее на интервале непроводящего состояния тиристора VT_1 ток нагрузки i_n замыкается через диод VD_0 .

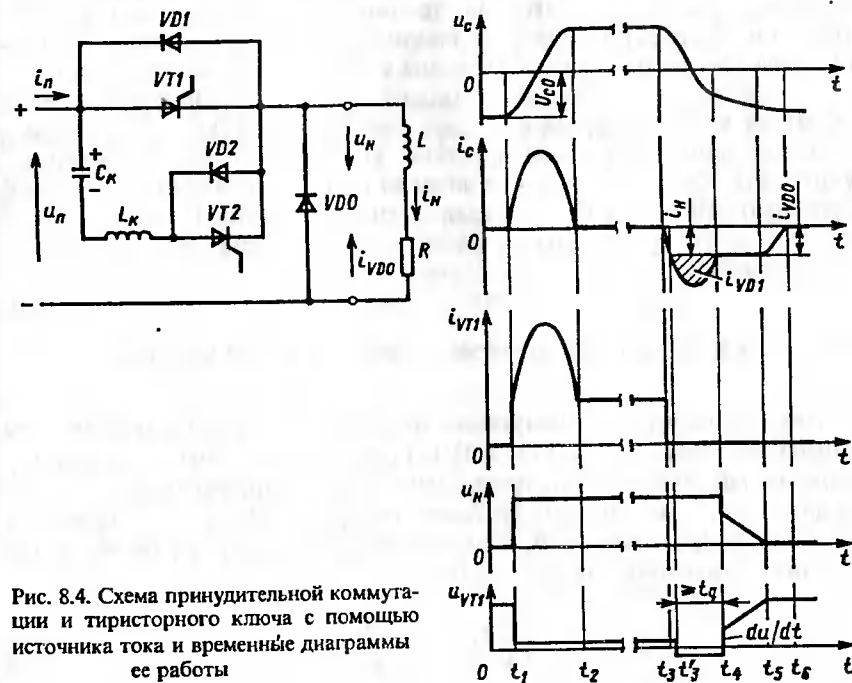


Рис. 8.4. Схема принудительной коммутации и тиристорного ключа с помощью источника тока и временные диаграммы ее работы

Сравнение схем коммутации напряжением и током в тиристорных ключах. Из рассмотрения двух классов тиристорных ключей следует, что в схемотехнике их коммутационных устройств имеются заметные различия.

В схемах с коммутацией от источника напряжения время выключения тиристора меньше, чем в схеме с коммутацией от источника тока. Это обусловлено более высоким обратным напряжением при запираии и, следовательно, бoльшим обратным напряжением и ускорением рассасывания накопленного заряда в структуре тиристора. Кроме того, в схемах с коммутацией от источника тока скорость приложения прямого напряжения к тиристору значительно выше, что приводит к увеличению времени выключения.

В схемах с коммутацией от источников напряжения диапазон регулирования напряжения нагрузки меньше. Это объясняется "всплесками" напряжения на нагрузке, возникающими при коммутации. При малых коэффициентах заполнения тока нагрузки эти всплески не позволяют снизить напряжение меньше определенного уровня. Диод, шунтирующий нагрузку, в данной схеме должен выбираться на двойное напряжение питания.

При мягкой (токовой) коммутации встречно-параллельно тиристор включается обратный диод, который позволяет отдавать мощность нагрузки в источник электропитания. Это важно в тех случаях, когда нагрузкой является двигатель постоянного тока, который может переходить в генераторный режим, например в схемах тягового электропривода электроподвижного состава с электрическим торможением.

В схемах с токовой коммутацией при равной нагрузке можно обойтись конденсатором меньшей емкости благодаря его дополнительному заряду энергией дросселя. Однако при этом необходимо учитывать эффект накопления энергии от такта к такту и возможный последующий срыв работы. Поэтому энергию дополнительного заряда чаще всего предпочитают рассеивать в нагрузке, включая дополнительные узлы.

8.3. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ КОММУТИРУЮЩЕГО КОНТУРА

Анализ процессов коммутации в схеме с приложением обратного напряжения (рис. 8.5, см. рис. 8.3). На интервале t_0-t_1 конденсатор C_K , заряженный предварительно от источника до напряжения U_{Π} , перезаряжается через катушку индуктивности L_K (см. рис. 8.5, а). Принимая активное сопротивление R_K коммутационного контура равным нулю, запишем уравнение равновесия цепи:

$$\frac{1}{C_K} \int i_c dt + L_K \frac{di_c}{dt} = 0. \quad (8.2)$$

Начальные условия $i_c = 0, U_c = -U_{\Pi}$. Решение уравнения (8.2) имеет следующий вид:

$$i_c = \frac{U_{\Pi}}{Z} \sin \omega_0 t; \quad (8.3)$$

$$U_c = -U_{\Pi} \cos \omega_0 t, \quad (8.4)$$

$$\text{где } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}; \quad Z = \sqrt{L_K / C_K}.$$

При $\omega_0 t = \pi$ диод VD смещается в обратном направлении, и колебательный процесс прекращается.

Затем принимаем за нулевой момент времени $t = t_3$, когда включается вспомогательный тиристор $VT2$ (см. рис. 8.5, б). Конденсатор C_K на интервале t_2-t_3 разряжается неизменным по своему значению током нагрузки I_H , поэтому

$$u_c = U_{\Pi} - I_H \frac{t}{C_K}. \quad (8.5)$$

Напряжение на нагрузке

$$u_H = 2U_{\Pi} - I_H \frac{t}{C_K}. \quad (8.6)$$

Когда напряжение на конденсаторе снижается до нуля ($u_c = 0$), процесс выключения главного тиристора $VT1$ завершается. Из уравнения (8.5) следует

$$t_q \leq U_{\Pi} C_K / I_H \quad (8.7)$$

Коммутационный процесс завершается, когда $u_c = -U_{\Pi}$. Из уравнения (8.5) при $u_c = -U_{\Pi}$ может быть получено выражение

$$t_c = 2U_{\Pi} C_K / I_H, \quad (8.8)$$

где t_c — время, "предоставляемое" тиристор для коммутации.

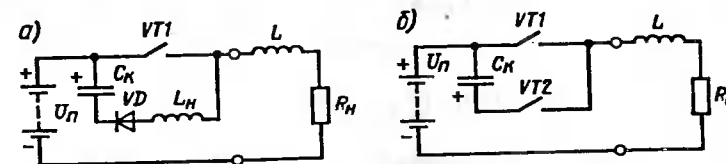


Рис. 8.5. Эквивалентные схемы тиристорного ключа (см. рис. 8.3) для анализа коммутационного процесса в момент $t = t_1$ (а) и в момент $t = t_3$ (б)

Время t_c обратно пропорционально току нагрузки и при малых токах значительно.

Расчет требуемых значений L_k и C_k для схемы с приложением обратного напряжения. Из выражения (8.7) следует

$$C_k \geq I_{н\max} \frac{t_q}{U_n}, \quad (8.9)$$

где $I_{н\max}$ — максимальное значение тока нагрузки.

Исходя из допустимого значения суммарного анодного тока тиристора $VT1$ на интервале t_1-t_2 , запишем условие для определения индуктивности L_k колебательного контура:

$$t_T = t_2 - t_1 = \pi \sqrt{L_k C_k}. \quad (8.10)$$

где t_T — минимальное время открытого состояния тиристора $VT1$, определяемое исходя из максимальной скважности регулирования напряжения нагрузки и допустимых значений скорости нарастания и амплитуды прямого тока тиристора $VT1$.

Ток конденсатора достигает амплитудного значения при $\omega_0 t = \pi/2$:

$$I_{c\max} = U_n \sqrt{L_k / C_k}. \quad (8.11)$$

Отсюда

$$L_k = U_n^2 C_k / I_{c\max}^2. \quad (8.12)$$

Анализ процессов коммутации в схеме с импульсом обратного тока (рис. 8.6, см. рис. 8.4). До момента t_1 тиристор $VT1$ закрыт. На интервале t_1-t_2 происходит перезаряд предварительно заряженного конденсатора C_k на противоположную полярность по цепи открывшегося тиристора $VT1$ через диод $VD2$ и коммутирующий дроссель L_k . В идеальном коммутирующем контуре уравнение равновесия аналогично уравнению (8.2). Принимая начальные условия $i_c = 0$, $U_c = U_{c0}$, запишем решение уравнения:

$$i_c = \frac{U_{c0}}{Z} \sin \omega_0 t; \quad (8.13)$$

$$u_c = -U_{c0} \cos \omega_0 t; \quad (8.14)$$

где $\omega_0 t = \pi$ диод $VD2$ смещается в обратном направлении, и колебательный процесс прерывается. Через тиристор на интервале t_1-t_2 протекает суммарный ток цепи нагрузки i_n и коммутирующего контура i_c : $i_{VT1} = i_n + i_c$.

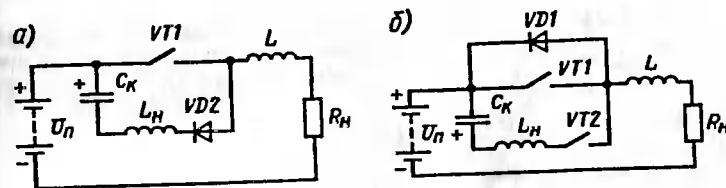


Рис. 8.6. Эквивалентные схемы тиристорного ключа (см. рис. 8.4) для анализа коммутационного процесса в момент $t = t_1$ (а) и в момент $t = t_3$ (б)

На интервале t_2-t_3 тиристор $VT1$ остается в открытом состоянии, и напряжение источника U_n приложено к нагрузке. В момент t_3 открывается коммутирующий тиристор $VT2$ (см. рис. 8.6, б). В контуре коммутации восстанавливается прерванный колебательный перезаряд конденсатора C_k на исходную полярность. При этом на интервале t_3-t_3' ток в контуре коммутации i_c в тиристоре $VT1$ направлен встречно току i_n и "вытесняет" его полностью в момент t_3' , когда ток i_c нарастает до значения i_n . Дальнейшее увеличение тока i_c приводит к смещению диода $VD1$ в прямом направлении и смещению тиристора $VT1$ в обратном направлении. В момент t_4 ток i_c снижается до значения тока нагрузки и, если напряжение на конденсаторе $u_c < U_n$, то происходит линейный дополнительный заряд конденсатора C_k током i_n на интервале t_4-t_5 . На интервале t_5-t_6 ток контура коммутации снижается до нуля. При этом диод VD_0 смещается в прямом направлении и проводит ток $i_{VD0} = i_n - i_c$, а энергия, запасенная в дросселе L_k , передается конденсатору, и его напряжение повышается до значения U_{co} .

На интервале t_3-t_4 , равном времени t_n , "предоставляемому" для выключения тиристора $VT1$, тиристор $VT1$ должен восстанавливать свои блокирующие свойства. К нему в прямом направлении в момент t_6 прикладывается напряжение U_{co} .

Расчет требуемых значений L_k и C_k для схемы с импульсом обратного тока. Индуктивность и емкость коммутирующего контура соответственно [см. выражение (8.15)]:

$$L_k = Z / \omega_0; \quad (8.16)$$

$$C_k = 1 / \omega_0 Z. \quad (8.17)$$

В этих уравнениях ω_0 и Z неизвестны и могут быть определены по дополнительным условиям.

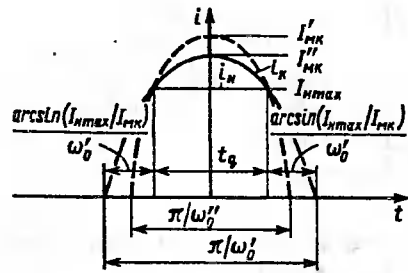


Рис. 8.7. Возможные импульсы обратного тока для коммутации тиристора при токе нагрузки $I_{\text{нmax}}$ и времени выключения силового тиристора t_q

Синусоидальный импульс тока длительностью π/ω_0 должен удовлетворять следующим условиям: длительность его должна быть больше времени выключения силового тиристора t_q ; амплитуда тока I_{max} должна быть больше максимального коммутируемого тока нагрузки $I_{\text{нmax}}$ (рис. 8.7).

Указанные требования могут быть выполнены при разных сочетаниях значений ω_0 и $I_{\text{МК}}$. Критерием для выбора оптимального варианта является минимум энергии, передаваемой от источника питания в коммутирующую цепь. Процесс передачи энергии в контур протекает на этапе заряда конденсатора, когда изменение тока определяется уравнением (8.13) и $\omega_0 t < \pi$:

$$i_{\text{к}} = I_{\text{МК}} \sin \omega_0 t, \quad (8.18)$$

где $I_{\text{МК}} = U_{\text{с0}}/Z$.

В соответствии с рис. 8.7 запишем

$$t_q = [\pi - 2 \arcsin(I_{\text{нmax}}/I_{\text{МК}})]/\omega_0. \quad (8.19)$$

Энергия, передаваемая в коммутирующую цепь,

$$W = U_{\text{п}} \int_0^{\pi/\omega_0} i_{\text{к}} dt = U_{\text{п}} \int_0^{\pi/\omega_0} i_{\text{МК}} \sin \omega_0 t dt = 2U_{\text{п}} I_{\text{МК}}/\omega_0. \quad (8.20)$$

Подставив значение $I_{\text{МК}}$ из выражения (8.19), получим

$$W = \frac{2U_{\text{п}} I_{\text{нmax}} t_q}{\delta (\pi - 2 \arcsin \delta)}, \quad (8.21)$$

где $\delta = I_{\text{нmax}}/I_{\text{МК}} < 1$.

Энергия, необходимая для коммутации, $U_{\text{п}} I_{\text{нmax}} t_q$. Разделив энергию W из выражения (8.21) на величину требуемой энергии, получим относительную величину

$$\chi = \frac{2}{\delta (\pi - 2 \arcsin \delta)}. \quad (8.22)$$

Зависимость (8.22) имеет минимум, определяемый соотношением

$$\delta = \cos \frac{\delta}{\sqrt{1 - \delta^2}}. \quad (8.23)$$

Решение данного трансцендентного уравнения

$$\delta = 0,652 \quad (8.24)$$

или $I_{\text{МК}} = 1,533 I_{\text{нmax}}$.

Подставив значение δ в уравнение (8.19), получим

$$\omega_0 = 2,72/t_q. \quad (8.25)$$

Из уравнения (8.13) найдем максимальное значение тока $L_{\text{к}} C_{\text{к}}$ -контур:

$$I_{\text{МК}} = \frac{U_{\text{с0}}}{Z}. \quad (8.26)$$

Подставив в уравнение (8.16) значения ω_0 из выражения (8.25) и Z из формулы (8.26), получим оптимальное значение индуктивности коммутирующего контура при максимальном токе нагрузки

$$L_{\text{к}} = \frac{U_{\text{с0}}}{I_{\text{МК}}} / (2,72/t_q) = 0,37 \frac{U_{\text{с0}} t_q}{I_{\text{МК}}}. \quad (8.27)$$

Таким образом, при заданных значениях t_q , $U_{\text{с0}}$ и $I_{\text{МК}}$ можно определить значения $L_{\text{к}}$ и $C_{\text{к}}$ для оптимального по критерию минимума энергии коммутирующего контура.

Приведем примеры расчета параметров контура коммутации.

Пример 8.1. Задана схема ключа, запираемого приложением обратного напряжения, (см. рис. 8.3). Исходные данные: частота переключений $F = 400$ Гц, $U_{\text{п}} = 500$ В, $R_{\text{н}} = 5$ Ом, время выключения принятого типа тиристора при заданных условиях выключения $t_q = 50$ мкс, максимально допустимое значение тока тиристора при заданной частоте $I_{\text{TSM}} = 400$ А.

Согласно выражению (8.9) имеем:

$$C_{\text{к}} = I_{\text{нmax}} \frac{t_q}{U_{\text{п}}} = \frac{500 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 500} = 10^{-5} \text{ Ф} = 10 \text{ мкФ}.$$

Для заданного тока тиристора $I_{TSM} = 400$ А допустимая амплитуда тока колебательного заряда конденсатора

$$I_{cmax} = I_{TSM} - I_{Hmax} = 400 - \frac{500}{5} = 300 \text{ А.}$$

Далее, используя выражение (8.12), получим значение индуктивности коммутирующего реактора

$$L_K = \frac{U_{\Pi}^2 C_K}{I_{cmax}^2} = \frac{500^2 \cdot 10^{-5}}{300^2} = 2,77 \cdot 10^{-5} \text{ Гн} = 27,7 \text{ мкГн.}$$

Пример 8.2. Задана схема ключа, запираемого обратным током (см. рис. 8.4). Исходные данные аналогичны приведенным в примере 8.1.

Для оптимального контура коммутации без учета накопления энергии в конденсаторе согласно выражению (8.27) при $I_{мк} = I_{cmax} = 300$ А имеем:

$$L_K = 0,37 \frac{U_{c0} t_q}{I_{мк}} = 0,37 \frac{500 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{300} = 30 \text{ мкГн.}$$

Емкость коммутирующего конденсатора определим, используя выражения (8.25), (8.26) и (8.17):

$$\omega_0 = 2,72/t_q = \frac{2,72}{50 \cdot 10^{-6}} = 54,4 \cdot 10^3 \text{ 1/с;}$$

$$Z = \frac{U_{c0}}{I_{мк}} = \frac{500}{300} = 1,66 \text{ Ом;}$$

$$C_K = \frac{1}{\omega_0 Z} = \frac{1}{54,4 \cdot 10^3 \cdot 1,66} = 11 \text{ мкФ.}$$

8.4. СХЕМЫ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Классификация схем. Существует множество схем импульсных преобразователей постоянного тока. Это многообразие, главным образом, связано с использованием различных схемных способов принудительного конденсаторного выключения однооперационных тиристорных, составляющих основу полупроводникового ключа.

Схемы классифицируются по следующим признакам: способу запираания тиристорных (обратным напряжением, обратным током), виду коммутации (одноступенчатая, двухступенчатая), схеме включения коммутирующей ЭДС (параллельная, последовательная), структуре цепей заряда и разряда коммутирующего конденсатора (зависимая, независимая).

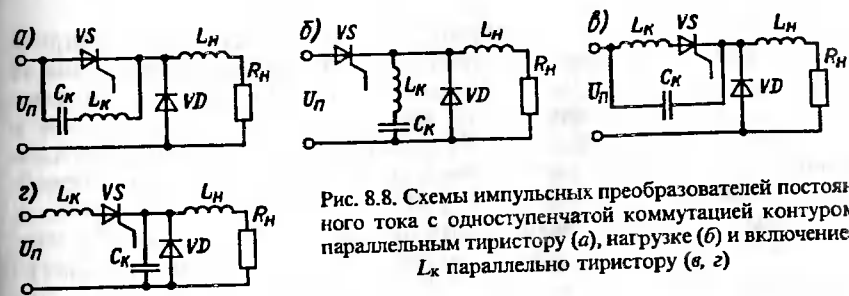


Рис. 8.8. Схемы импульсных преобразователей постоянного тока с одноступенчатой коммутацией контуром, параллельным тиристорам (а), нагрузке (б) и включением L_K параллельно тиристорам (в, г)

Схемы с одноступенчатой коммутацией. В простейших схемах с одноступенчатой коммутацией для запираания тиристорных используются постоянно включенные колебательные цепи (рис. 8.8).

При включении тиристора VT в $L_K C_K$ -контуре возникает колебательный процесс. Через некоторое время ток в тиристоре "вытесняется" встречным током колебательного контура и становится равным

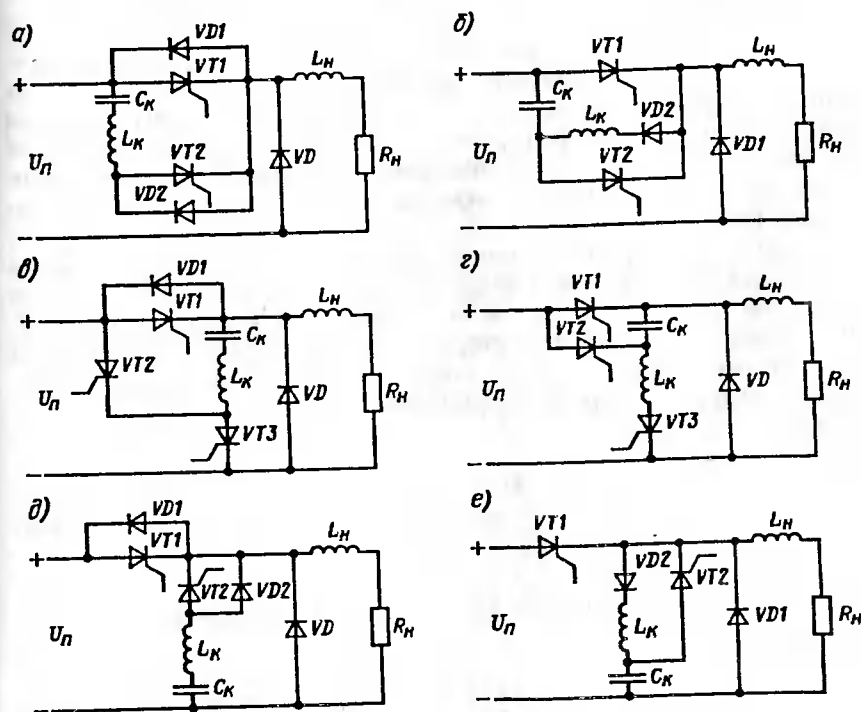


Рис. 8.9. Базовые схемы тиристорных импульсных преобразователей с коммутацией импульсом обратного тока (а, в, д) и приложением обратного напряжения (б, з, е)

нулю. Тиристор запирается обратным напряжением от коммутирующего конденсатора. Для изменения среднего значения напряжения на нагрузке в этих схемах может быть применен лишь частотно-импульсный способ, что заметно ограничивает регулировочные свойства и энергетические показатели преобразователя. Поэтому в подавляющем большинстве случаев в современных тиристорных импульсных преобразователях используются схемы с двухступенчатой коммутацией.

Схемы с двухступенчатой коммутацией (рис. 8.9). В таких схемах коммутирующие цепи присоединяются к цепи силового (главного) тиристора с помощью вспомогательных (коммутирующих) тиристоров в определенные моменты времени, и ток главного тиристора на короткий интервал времени проходит через коммутирующий тиристор. При этом запираение главного тиристора может осуществляться обратным напряжением (жесткая коммутация) или импульсом обратного тока (мягкая коммутация).

8.5. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ИМПУЛЬСНОМ РЕГУЛИРОВАНИИ

Токи и напряжения импульсного преобразователя. Частота переключений главного тиристора, выключаемого по цепи управления (запираемые тиристоры, ГТО) или посредством коммутирующей цепи (однооперационные тиристоры), определяет частоту пульсаций электрических величин f_p . Импульсный преобразователь, как правило, используется в качестве импульсного регулятора (ИР) постоянного тока (рис. 8.10).

Через источник постоянного напряжения U_1 проходит ток на интервалах t_0-t_1 . На остальном интервале периода повторяемости T ток нагрузки i_2 замыкается по цепи шунтирующего диода $VD1$. Вследствие включения тиристорного выключателя в момент t_0 и выключения в момент t_1 на стороне нагрузки формируются импульсы напряжения u_2 длительностью t_n . Среднее значение напряжения на нагрузке

$$U_n = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 dt = \frac{t_n}{T} U_1 = k_3 U_1. \quad (8.28)$$

При идеальном сглаживании тока нагрузки среднее значение тока источника

$$I_1 = \frac{1}{T} \int_0^T I_1 dt = \frac{t_n}{T} I_2 = k_3 I_2. \quad (8.29)$$

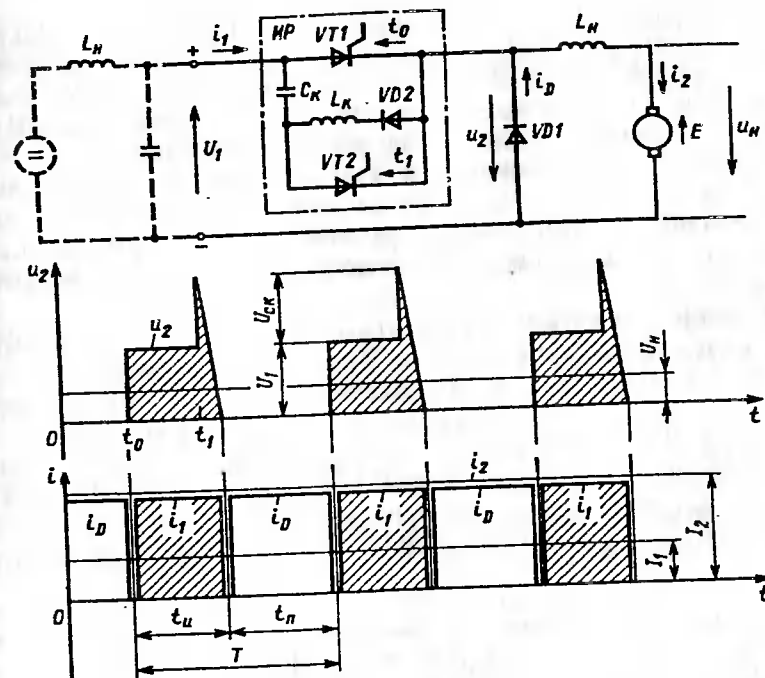


Рис. 8.10. Схема импульсного регулятора постоянного тока и временные диаграммы напряжений и токов

С учетом допущения о пренебрежении потерями в цепях ИР справедливо соотношение равенства энергий на стороне источника и на стороне нагрузки:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_1 i_1 dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 i_2 dt. \quad (8.30)$$

Принимая $u_1 = U_1$ и $i_2 = I_2$, выражение (8.30) перепишем в другом виде:

$$\frac{U_1}{T} \int_0^T i_1 dt = \frac{I_2}{T} \int_0^T u_2 dt, \quad (8.31)$$

или с учетом выражений (8.28) и (8.29)

$$U_1 I_1 = U_n I_2. \quad (8.32)$$

Соотношения (8.28) — (8.32) справедливы при отсутствии реактора в цепи источника питания. В реальных схемах элемент индуктивности в большинстве случаев обязательно предусматривается для сглаживания пульсаций тока источника питания. В этом случае на входе IP должен быть включен конденсатор значительной емкости.

Режим возврата энергии в источник. Рассмотрим схему рекуперации энергии от электрического двигателя постоянного тока, переведенного в режим генератора (электрическое торможение для электроподвижного состава), в источник питания (в контактную сеть) (рис. 8.11).

В режиме возврата энергии в сеть импульсный регулятор подключается параллельно цепи нагрузки. В момент $t = t_0$ главный тиристор $VT1$ включается, и ток i_2 в цепи нагрузки возрастает. При этом дроссель L_H запасает энергию в магнитном поле. После выключения тиристора $VT1$ в момент $t = t_1$ ток нагрузки i_2 замыкается через диод $VD1$, включенный в данном режиме последовательно в цепь питающей сети встречно напряжению u_1 питающей сети. Энергия возвращается от нагрузки в источник питания. Разность напряжений нагрузки

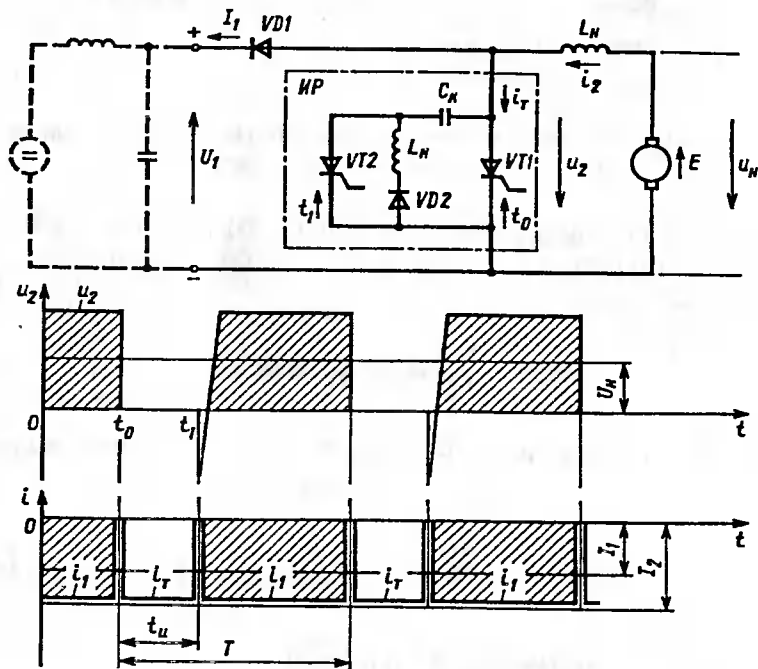


Рис. 8.11. Схема импульсного регулятора и временные диаграммы напряжения и тока при возврате энергии в сеть постоянного тока

(двигатель) и источника (сеть) воспринимается индуктивностью L_H . Повторное включение $VT1$ сопровождается переключением тока i_2 в цепь IP , а напряжение источника (сети) u_1 прикладывается в обратном направлении к диоду $VD1$.

В этом режиме напряжение u_2 , как и в режиме потребления энергии, имеет импульсный характер. Ток сети имеет вид импульсов длительностью $T - t_H$, аналогичный режиму потребления энергии. Соотношения (8.28) — (8.32) справедливы и для режима возврата энергии.

Многоквadrантный режим импульсного преобразователя. Рассмотренные выше схемы включения IP соответствуют только одноквadrантному режиму преобразования энергии, так как полярность напряжения u_2 и направление тока i_2 цепи нагрузки для каждой из схем неизменны.

Рассмотрим возможность реализации в схемах с IP многоквadrантных режимов преобразования энергии в цепях постоянного тока (рис. 8.12).

В схемах (рис. 8.12, а, б) показаны направления потоков энергии P . Возможные области режимов работы в координатах U_2, I_2 показаны заштрихованными областями для соответствующего квадранта. Эти схемы можно включить совместно в такой комбинации, которая обеспечивает многоквadrантный режим работы.

На рис. 8.12, в и г приведены схемы для двухквadrантного режима работы. Схема (см. рис. 8.12, в) предусматривает изменение направления тока I_2 , а схема (рис. 8.12, г) — напряжения U_2 . В обоих случаях достигается изменение направления потока P . В схеме с изменением направления тока I_2 предусматривается специальный коммутирующий дроссель L_K с выведенной средней точкой для разделения выключаемого тиристора от встречно включенного диода. Этот дроссель снижает ответвление коммутирующего тока в цепь данного диода.

Схема (рис. 8.12, д) позволяет реализовать четырехквadrантный режим импульсного преобразователя. Поскольку напряжение U_2 , как и ток I_2 , на стороне нагрузки могут изменять направление на обратное, достигается работа преобразователя во всем пространстве состояний. Эта схема представляет собой преобразователь постоянно-переменного тока, т.е. мостовую схему однофазного инвертора, обеспечивающую передачу энергии из цепи постоянного тока в цепь переменного тока и обратную передачу энергии.

Определение параметров сглаживающего дросселя и сглаживающего конденсатора. Рассмотрим IP , на входе которого включен сглаживающий конденсатор C_d , а в цепь нагрузки — дроссель (рис. 8.13). Суммарная индуктивность этого дросселя и самой нагрузки — L_H .

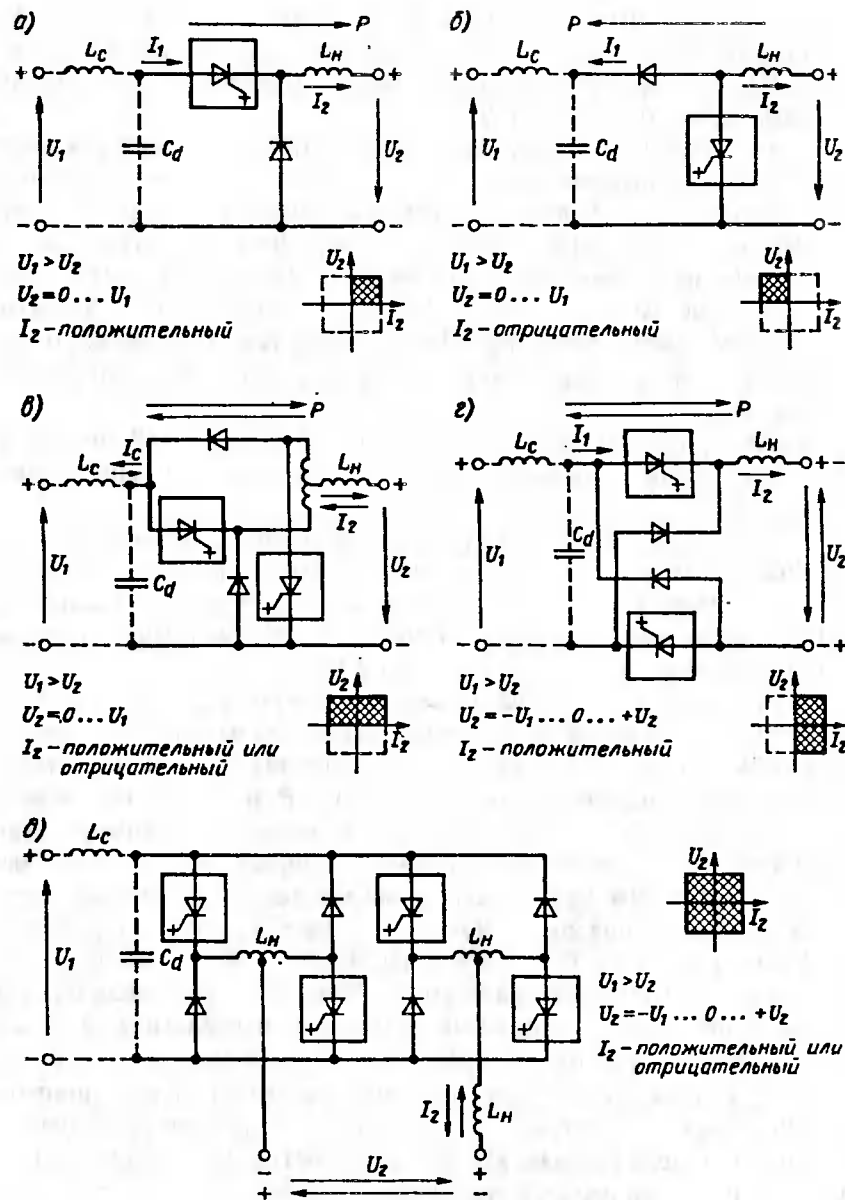


Рис. 8.12. Схемы импульсного преобразователя постоянного тока и диаграммы многоквadrанных режимов его работы

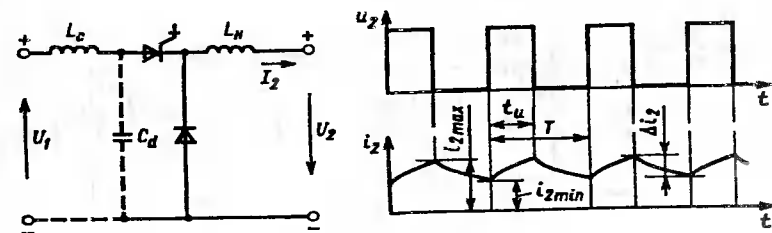


Рис. 8.13. Схема импульсного преобразователя со сглаживающим дросселем L_N и сглаживающим конденсатором C_d и временные диаграммы его работы

При включении главного тиристора для цепи нагрузки с учетом пренебрежения активным сопротивлением уравнение электрического равновесия имеет вид:

$$L_N \frac{di_2}{dt} = U_1 - U_2. \quad (8.33)$$

Когда главный тиристор выключен, то цепь тока замыкается через обратный диод, и уравнение имеет вид:

$$L_N \frac{di_2}{dt} = -U_2. \quad (8.34)$$

Из этих уравнений при частоте $f = 1/T$ и глубине пульсаций Δi_2 значение индуктивности в цепи нагрузки может быть приближенно определено по выражениям:

$$L_N = \frac{(U_1 - U_2) t_n}{\Delta i_2}; \quad (8.35)$$

$$L_N = \frac{U_2 (T - t_n)}{\Delta i_2}. \quad (8.36)$$

Наибольшая пульсация возникает при $k_3 = t_n/T = 0,5$. Тогда $U_2 = U_1/2$. В этом случае

$$L_N = \frac{U_1 T}{4 \Delta i_2} = \frac{U_1}{4 f \Delta i_2}. \quad (8.37)$$

Конденсатор C_d включается, если источник питания и сеть обладают индуктивностью L_c . В этом случае ток питающей сети при работе ИР имеет пульсирующий характер. Приняв постоянным ток разряда конденсатора при включенном главном тиристоре, равным I_2 , для

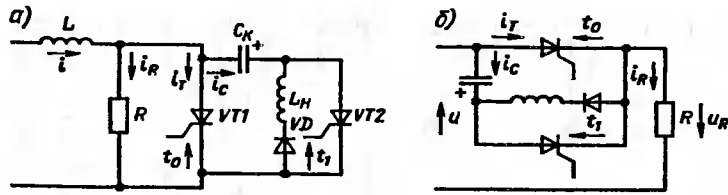


Рис. 8.14. Схемы импульсного регулирования сопротивления с параллельным (а) и последовательным (б) включением ИР

интервала импульса t_n напряжение на конденсаторе линейно уменьшается на величину Δu_c . Из этого условия получено выражение для определения емкости входного конденсатора [32]:

$$C_d = \frac{I_2 T}{4 \Delta u_c} = \frac{I_2}{4 f \Delta u_c}, \quad (8.38)$$

где Δu_c — допустимое колебание напряжения на входном конденсаторе при наилучшем случае $t_n = T/2$; f — частота переключений ИР.

Импульсное регулирование сопротивления. Импульсный преобразователь может быть включен параллельно или последовательно с резистором (рис. 8.14).

В схеме параллельного включения (см. рис. 8.14, а) регулируемое сопротивление изменяется от нуля (при постоянно включенном тиристоре $VT1$) до значения R (при постоянно отключенном тиристоре $VT1$). Для сглаживания тока в цепи резистора R необходимо включить дросселя L определенной индуктивности. При постоянном токе I ток заряда коммутирующего конденсатора

$$i_c = I + \left(\frac{U_{cl}}{R} \right) \exp \left(- \frac{t - t_1}{\tau} \right), \quad (8.39)$$

где U_{cl} — напряжение на конденсаторе в данный момент времени; t_1 — момент времени включения коммутирующего тиристора $VT2$; $\tau = RC_k$.

Напряжение u_R на сопротивлении R после момента t_1 изменяется в соответствии с выражением

$$u_R = Ri_R = R(I - i_c) = RI - (RI + U_{cl}) \exp \left(- \frac{t - t_1}{\tau} \right). \quad (8.40)$$

При этом напряжение на главном тиристоре $VT1$ равно напряжению u_R на резисторе. Окончание времени включения совпадает с моментом, когда $u_R = 0$. Отсюда интервал времени приложения к тиристору запирающего напряжения с учетом выражения (8.40)

$$t_n = RC_k \ln \left(1 + \frac{U_{cl}}{RI} \right). \quad (8.41)$$

Емкость коммутирующего конденсатора

$$C_k = \frac{t_n}{R \ln \left[1 + U_{cl} / (RI) \right]}. \quad (8.42)$$

Эффективное значение регулируемого сопротивления R^* при $\tau = RC_k \ll T$

$$R^* = \frac{t_n}{T} R = k_3 R. \quad (8.43)$$

При последовательном включении ИР (см. рис. 8.14, б) время выключения тиристора

$$t_n = RC_k \ln \left(1 + \frac{U_{cl}}{U} \right). \quad (8.44)$$

Емкость конденсатора

$$C_k = \frac{t_n}{R \ln \left(1 + U_{cl} / U \right)}. \quad (8.45)$$

При $\tau = RC_k \ll T$ эффективное регулируемое сопротивление

$$R^* = \frac{R}{t_n / T} = \frac{R}{k_3}. \quad (8.46)$$

Его значение изменяется от R (при постоянно включенном главном тиристоре $VT1$, $k_3 = 1$) до бесконечно большого (при бесконечно малом времени включения главного тиристора $VT1$ в течение каждого цикла, $k_3 \rightarrow 0$).

8.6. ПРИМЕНЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ЭЛЕКТРОПОДВИЖНОМ СОСТАВЕ

Назначение импульсных преобразователей, применяемых на электроподвижном составе. Как известно, в классических схемах электроподвижного состава системы постоянного тока для плавного пуска коллекторных двигателей при питании от контактной сети напряжением 3 кВ применяются пусковые резисторы. Для повышения экономичности и плавности изменения скорости используются ИР с широтно-импульсным или частотно-импульсным регулированием тяговых двигателей.

Импульсное регулирование напряжения тяговых двигателей, как правило, сочетается с импульсным регулированием тока возбуждения. Существуют системы независимого и совмещенного регулирования напряжения цепи якоря и тока возбуждения. На некоторых видах электроподвижного состава применяется импульсное регулирование сопротивления пусковых резисторов с регулированием тока возбуждения при реостатном пуске и торможении.

Впервые ИР были применены на аккумуляторном электроподвижном составе. Это позволило благодаря экономичности увеличить длину пробега без заряда батареи. В нашей стране и за рубежом системы импульсного регулирования напряжения тяговых двигателей все больше применяются на электропоездах пригородных железных дорог и метрополитене, а также на многих видах магистральных маневровых и промышленных электровозов.

Импульсное регулирование напряжения тяговых двигателей. Применяются замкнутые системы автоматического регулирования (рис. 8.15, а), в которых схема управления СУ импульсного преобразователя обеспечивает требуемый алгоритм переключения тиристоров ИР с заданным коэффициентом заполнения для поддержания необходимого напряжения в данном режиме тяги.

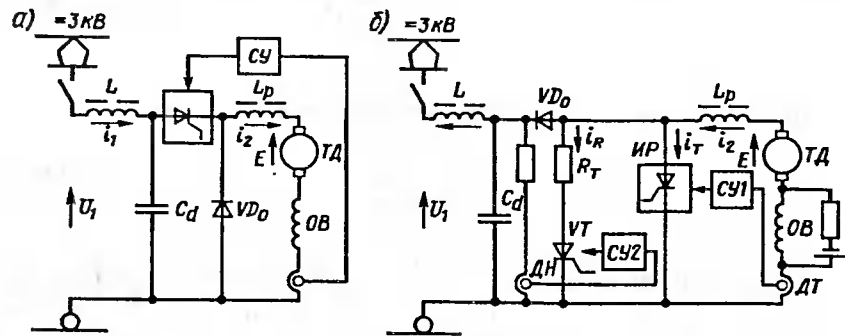


Рис. 8.15. Схемы импульсного регулирования тяговых двигателей ЭПС в тяговом режиме (а) и в режиме рекуперативно-реостатного торможения (б)

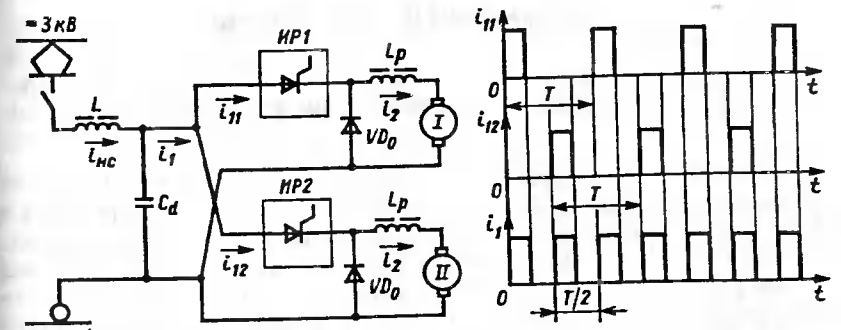


Рис. 8.16. Двухфазная схема включения импульсных преобразователей и временные диаграммы ее работы

В отличие от схемы тягового режима при рекуперативном торможении (рис. 8.15, б) импульсный преобразователь шунтирует цепь тягового двигателя. Рекуперативное торможение при моторвагонной тяге обычно резервируется реостатным тормозом, цепь которого включается тиристором VT. Работа ИР контролируется датчиком тока ДТ посредством системы управления СУ1, а работа тиристора — датчиком напряжения ДН с помощью СУ2. При недостаточном потреблении энергии сети повышение напряжения на входном фильтре, контролируемое ДН, вызывает включение VT, который вводит в цепь резистор R_r .

Групповое включение импульсных преобразователей на электроподвижном составе (многофазные схемы регулирования). Выражение (8.38) показывает, что повышение частоты переключения тиристоров ИР при заданном значении Δu_c позволяет уменьшить емкость C_d (а также индуктивность L) входного фильтра. Повышение частоты выше определенного значения требуется также по условиям снижения мешающих влияний тяговой сети на устройства СЦБ. Но повышение частоты приводит к увеличению эффективных токов нагрузки и потерь энергии в СПП импульсного преобразователя, конденсаторах, реакторах, дросселях насыщения и к снижению КПД. Повышение частоты ограничено также временем коммутационных процессов.

Повышение частоты на входе импульсного преобразователя достигается применением группового включения нескольких ИР. Этот способ получил название *многофазного импульсного регулирования*. В схеме двухфазного регулирования (рис. 8.16) фазы управления для ИР1 и ИР2 сдвинуты на половину периода. Тогда при частоте управления f каждой цепи частота пульсации тока в общей цепи $f_1 = 2f$. При синфазном управлении частота — f , мгновенное значение тока в 2 раза выше. Поэтому согласно выражению (8.38) емкость C_d при двухфазном регулировании может быть уменьшена в 4 раза.

9. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

9.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ВИДЫ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ

Автономные инверторы — это преобразователи постоянного тока в переменный однофазный или многофазный ток, коммутация тока в которых осуществляется независимо от процессов во внешних электрических цепях благодаря наличию дополнительных коммутирующих устройств внутри самого преобразователя. На его выходе можно получить переменный ток теоретически любой частоты, плавно регулировать от нуля до максимального значения частоту и напряжение. Благодаря этому свойству автономные инверторы находят все более широкое применение в регулируемых электроприводах с асинхронными двигателями трехфазного тока. Особенно перспективно применение автономных инверторов в тяговых электроприводах электровозов, электропоездов, тепловозов.

В зависимости от способа принудительной коммутации тока, схемы инвертора, параметров источника питания и нагрузки автономные инверторы делятся на виды, отличающиеся специфическими особенностями процессов переключений тока. Полная коммутация с переключением тока с одной ветви схемы на другую в автономных инверторах происходит на нескольких этапах, важнейшими из которых являются: уменьшение прямого тока в одном из тиристоров до нуля, задержка приложения прямого напряжения на этом тиристоре до полного восстановления его запирающей способности, нарастание прямого тока во втором тиристоре. Эти события могут совершаться совместно или последовательно. Средства для осуществления надежной коммутации обычно являются одной из наиболее трудных проблем в автономных инверторах. Принципиально эти средства можно разделить на два класса. К первому классу следует отнести полностью управляемые силовые полупроводниковые приборы (силовые транзисторы и запираемые тиристоры). Второй класс составляют обычные не полностью управляемые СПП (однооперационные тиристоры), дополненные специальными узлами принудительной коммутации, например в виде предварительно заряженных конденсаторов и вспомогательных тиристоров.

Рассмотрим принцип работы автономного инвертора на примере простейшей однофазной схемы с использованием указанных выше средств коммутации (рис. 9.1).

Принцип работы инвертора на полностью управляемых приборах. Силовые транзисторы используются как ключи, получая сигналы управления I по цепи базы от отдельной схемы управления $СУ$, построенной на основе генератора прямоугольных импульсов. Сигналы управления, поступающие на транзисторы $VT1$ и $VT2$, не совпадают по времени, что устраняет появление сквозного тока источника питания

E . Предполагается, что один транзистор открывается в тот момент, когда другой закрывается. В схеме не требуется дополнительных коммутирующих устройств, так как транзисторы обладают свойством полной управляемости, и для включения и выключения достаточно управлять током их базовых цепей.

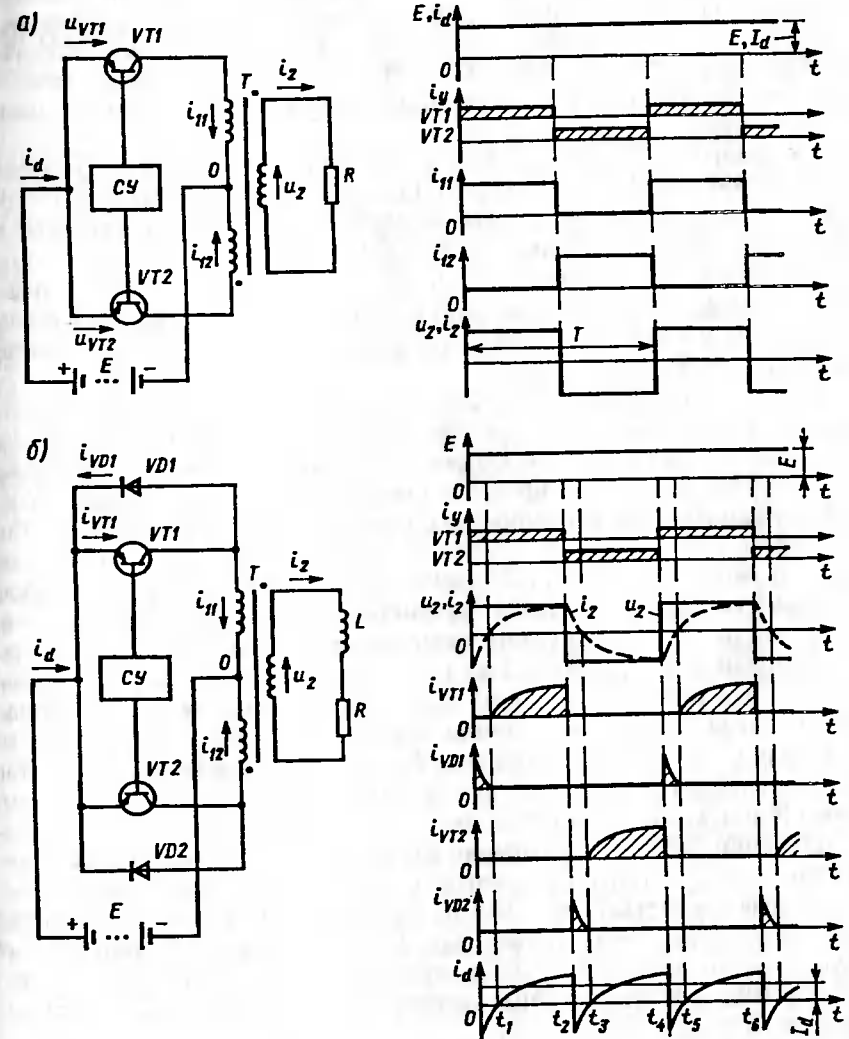


Рис. 9.1. Схемы и временные диаграммы работы однофазного автономного инвертора на транзисторах при работе на активную нагрузку (без обратных диодов) (а) и на активно-индуктивную нагрузку (с обратными диодами) (б)

Сигналы управления подаются на $VT1$, $VT2$ с периодом следования T . При активной нагрузке (см. рис. 9.1, а) поочередное включение транзисторов обуславливает приложение ЭДС источника E к первичной обмотке трансформатора T , выполненного с выведенной средней (нулевой) точкой 0. По первичным полуобмоткам протекают токи i_{11} , i_{12} . На вторичной обмотке возникает напряжение u_2 прямоугольной формы. Ток i_2 при активной нагрузке R повторяет форму кривой u_2 и переходит через нулевое значение одновременно с моментом переключения транзисторов. При работе транзисторов в нулевой схеме в течение непроводящей части периода к ним прикладывается в прямом направлении напряжение $2E$.

В реальных схемах нагрузка носит, как правило, активно-индуктивный характер (см. рис. 9.1, б). Во время переключения транзисторов в такой схеме возникают условия, которые могут привести к большому перенапряжению, поскольку ток в цепи с индуктивным элементом не может мгновенно изменить направление. Следовательно, для предупреждения перенапряжения в схеме должна быть предусмотрена ветвь тока нагрузки на интервалах $t_0 - t_1$, $t_2 - t_3$ после переключения транзистора.

Для пропускания тока могут быть включены разнообразные устройства, например резисторы, конденсаторы или дополнительные цепи с полупроводниковыми приборами. Наиболее экономичное решение было предложено выполнять по схеме с обратными диодами $VD1$, $VD2$, включенными встречно-параллельно основному (главному) транзисторам $VT1$, $VT2$ [4]. Для этого случая на рис. 9.1, б показаны формы напряжений и токов в схеме инвертора. В схеме с обратными диодами после переключения транзистора контур индуктивного тока нагрузки проходит через диод, включенный встречно ЭДС источника E . Входной ток i_d инвертора на интервалах переключения тока (спада тока нагрузки до нуля) протекает в обратном направлении, обеспечивая возврат в источник питания энергии, накопленной в дросселе L . Среднее значение тока I_d источника определяется потреблением энергии активным сопротивлением R цепи нагрузки. При идеальной индуктивной нагрузке теоретически возможно $I_d = 0$.

Принцип работы инвертора на однооперационных тиристорах. Рассмотрим схему инвертора, в которой требуются дополнительные элементы для осуществления коммутации. Схема однофазного инвертора на однооперационных тиристорах $VT1$, $VT2$ (рис. 9.2) называется *параллельным инвертором* [4] и строится по принципу коммутации тока с использованием конденсатора C , включенного параллельно цепи нагрузки.

Широко известная схема однофазного параллельного инвертора отличается от схемы (см. рис. 9.1) наличием дросселя в цепи постоянного тока с индуктивностью L_d и коммутирующего конденсатора емкостью C . В этой схеме принудительное выключение одноопера-

ционных тиристоров $VT1$, $VT2$ осуществляется предварительно заряженным коммутирующим конденсатором. Коммутация тиристора $VT1$ начинается с момента (t_2 , t_6), когда отпирается второй тиристор $VT2$, и конденсатор C , заряженный так, что верхняя обкладка положительна, обеспечивает обратное напряжение на запираемом тиристоре $VT1$. Интервалы времени ($t_2 - t_3$, $t_6 - t_7$ для $VT1$; $t_0 - t_1$, $t_4 - t_5$ для $VT2$) должны быть не менее времени выключения тиристора. Для выполне-

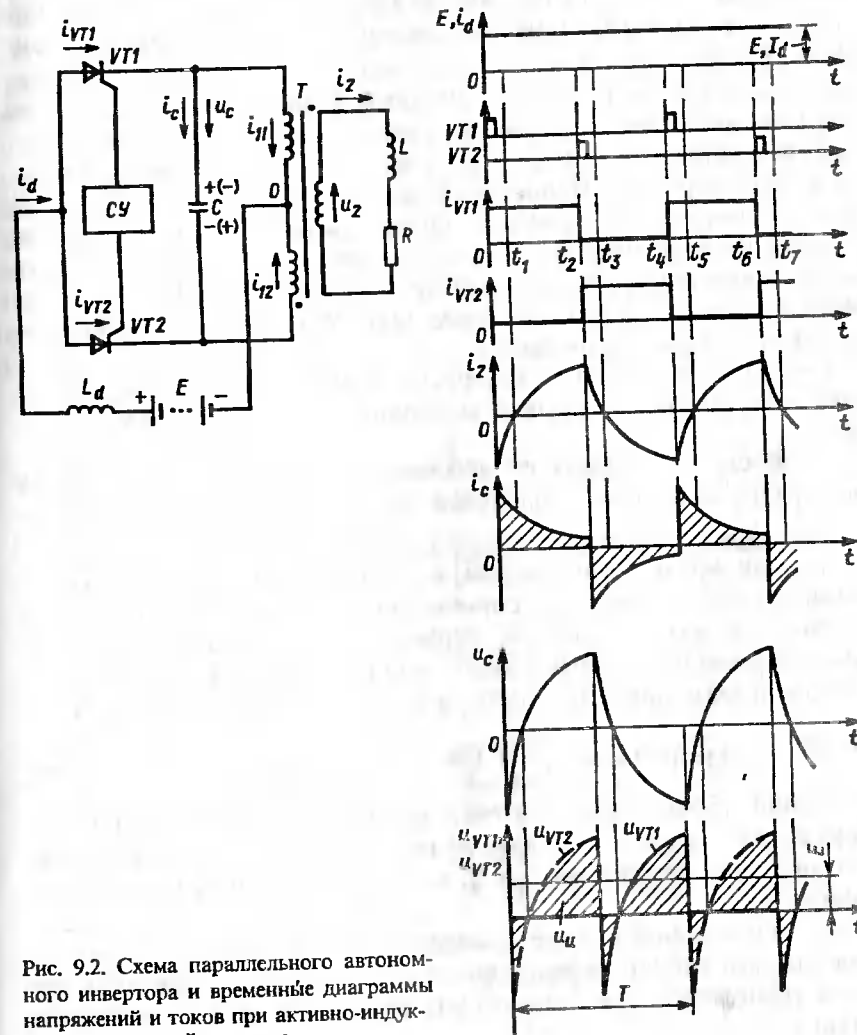


Рис. 9.2. Схема параллельного автономного инвертора и временные диаграммы напряжений и токов при активно-индуктивной нагрузке

ния этого условия необходимо включить конденсатор такой емкости C , чтобы отводить ток нагрузки от тиристора на интервале времени выключения.

Дроссель L_d цепи постоянного тока такого инвертора обычно имеет достаточно большую индуктивность, чтобы исключить или существенно уменьшить пульсации подводимого постоянного тока i_d . При этом ток i_d переключения с одного тиристора на другой равнозначен току прямоугольной формы через тиристоры $VT1$ и $VT2$. Ток i_2 цепи RL -нагрузки имеет плавное изменение, и разность токов тиристора (источника) и нагрузки компенсируется током конденсатора i_c . Их алгебраическая сумма на каждом временном интервале равна нулю. Конденсатор заряжается на интервале, когда ток тиристора превышает ток нагрузки (приведенный к числу витков первичной обмотки трансформатора), и разряжается, если ток нагрузки превышает ток источника. В результате конденсатор перезаряжается дважды за один период T . Напряжение конденсатора u_c накладывается на ЭДС источника E , и на выходе инвертора напряжение u_n содержит постоянную составляющую E , и переменную составляющую, определяемую напряжением на конденсаторе u_c (см. рис. 9.2). Напряжение на входе u_n имеет значительные пульсации, возрастающие с уменьшением емкости C при неизменных параметрах RL -нагрузки.

Расчет параллельного инвертора довольно сложен. Основные принципы, которые позволяют выполнить расчет, сводятся к следующему:

мощность, получаемая от источника постоянного тока, должна быть равна мощности, отдаваемой нагрузке: $E I_d = U_2^2 / R$, где U_2 — эффективное значение напряжения нагрузки;

так как кривые напряжений и токов несинусоидальны и содержат ряд гармонических составляющих, то реактивные мощности основной и каждой высшей гармонической составляющей тока источника питания должны быть равны соответствующим составляющим реактивной мощности всей цепи переменного тока на

выходе: $U_{n(n)} I_{d(n)} \sin \varphi_{(n)} = \frac{U_{2(n)}^2}{X'_{c(n)}}$, где $U_{n(n)}$, $I_{d(n)}$, $U_{2(n)}$, $X'_{c(n)}$ — соот-

ветственно эффективные значения напряжения и тока источника, напряжения нагрузки и эквивалентное реактивное сопротивление, обусловленное элементами L и C , для гармонической составляющей порядка n ;

в установившемся режиме среднее за интервал проводящего состояния каждого тиристора напряжение на полуобмотке первичной обмотки трансформатора должно быть равно напряжению источника питания E .

Принцип работы инверторов на одноперационных тиристорах с последовательным конденсатором в нагрузке. Последовательная RC -цепь нагрузки образует резонансный контур, обеспечивающий коммутацию. Такие инверторы получили название *последовательных* (рис. 9.3) [4].

Когда тиристор $VT1$ открыт, а тиристор $VT2$ закрыт, последовательная резонансная цепь подсоединена к источнику постоянного тока. За время первого полупериода резонансного колебания ($t_0 - t_2$) напряжение на конденсаторе u_c возрастает до значения, близкого $2E$. Затем ток i_d уменьшается ниже тока удержания тиристора и прекращается. Второй тиристор $VT2$ можно включить, спустя интервал ($t_2 - t_3$) длительностью не менее времени выключения тиристора. Когда тиристор $VT2$ включается, происходит такой же колебательный процесс перезаряда конденсатора через цепь нагрузки. При этом источник питания не участвует в работе. Конденсатор перезаряжается током исходной полярности. Далее с интервалом ($t_5 - t_6$) открывается тиристор $VT1$, и процессы в схеме повторяются. Если интервалы $t_2 - t_3$ и $t_5 - t_6$ поддерживать минимальными, то ток i в цепи нагрузки близок к синусоидальной форме. Для устойчивой коммутации тиристоры эти временные интервалы должны быть достаточными для гарантированного выключения тиристоров.

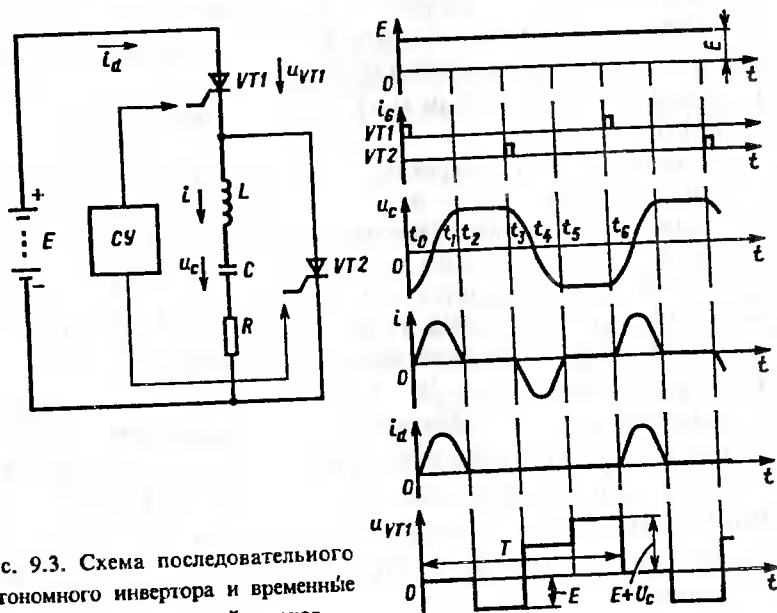


Рис. 9.3. Схема последовательного автономного инвертора и временные диаграммы напряжений и токов

Классификация автономных инверторов. Исторически первыми применялись параллельные инверторы. Их схемы были разнообразны. Затем стали применяться резонансные (последовательные) инверторы и инверторы с обратными диодами.

Имеется большое число различных схем, которые обладают признаками параллельных и последовательных инверторов и инверторов с обратными диодами. Более удобно классифицировать автономные инверторы по характеру обмена электроэнергией между источником питания и потребителем. По данному признаку различают автономные инверторы напряжения (АИН), автономные инверторы тока (АИТ) и автономные резонансные инверторы (АИР)[24].

Из рассмотренных выше схем к АИН может быть отнесена схема, приведенная на рис. 9.1. Характерными признаками этой схемы являются питание от источника напряжения, замыкание контура реактивного тока нагрузки через обратные диоды, независимость формы кривой напряжения на выходе инвертора от характера нагрузки.

Признаками АИТ в значительной мере обладает схема, приведенная на рис. 9.2. Для нее характерно питание от источника тока (в цепь источника включен дроссель значительной индуктивности L_d), обмен реактивной энергией нагрузки с коммутирующим конденсатором, значительное колебание напряжения на входе инвертора при постоянном токе источника, зависимость формы кривой напряжения на выходе и на входе инвертора от характера нагрузки.

К резонансным инверторам могут быть отнесены последовательные инверторы.

В зависимости от числа переключений тока в процессе коммутации различают инверторы с одно- и двухступенчатой коммутацией. При одноступенчатой коммутации ток нагрузки с выходящего из работы тиристора сразу переключается на вступающий в работу очередной тиристор. Для двухступенчатой коммутации характерным является перевод коммутируемого тока на некоторый интервал времени во вспомогательную цепь, после которого ток переключается на очередной главный тиристор.

В зависимости от числа фаз выходного напряжения автономные инверторы делятся на однофазные и многофазные, а по характеру связи с нагрузкой — на нулевые и мостовые. Наиболее широкое применение в тяговых электроприводах железнодорожного транспорта и метрополитенов находят трехфазные мостовые схемы автономных инверторов.

Однофазный мостовой инвертор напряжения (рис. 9.4). В схеме могут применяться любые управляемые полупроводниковые приборы: транзисторы, запираемые тиристоры и однооперационные тиристоры с устройствами принудительной коммутации.

Схема инвертора (см. рис. 9.4, а) содержит однофазный мост главных тиристоров $VT1 - VT4$, встречно включенный мост обратных диодов $VD1 - VD4$, схему управления тиристорами CU , входной конденсатор фильтра C_d и активно-индуктивную нагрузку $R_n L_n$. Устройства принудительной коммутации на схеме не показаны. Тиристоры попарно и поочередно отпираются по цепи управления, подключая цепь нагрузки к источнику питания с периодически изменяющейся полярностью. Такой алгоритм переключения обеспечивает формирование на нагрузке напряжения прямоугольной формы. В моменты очередного запираания тиристоров энергия, запасенная в L_n , выводится в источник электропитания через обратные диоды.

Изменением момента запираания одного из тиристоров в каждой работающей паре можно менять длительность приложения напряжения источника к нагрузке. На рис. 9.4, б приведены диаграммы токов и напряжений для случая, когда оба одновременно проводящих тиристора запираются в конце полупериода и $\theta_n = 180$ эл. град.; на рис. 9.4, в показаны соответствующие диаграммы для случая, когда один из тиристоров запирается раньше на угол α . На интервале этого угла напряжение на нагрузке равно нулю.

Рассмотрим алгоритм переключения тиристоров при $\theta_n = 180$ эл. град. На интервале проводящего состояния тиристоров уравнение равновесия цепи имеет вид:

$$\omega L_n \frac{di_n}{d\omega t} + R_n i_n = U_n. \quad (9.1)$$

После запираания тиристоров ($\omega t = \omega t_1, \omega t_2$ на рис. 9.4, б) под действием ЭДС самоиндукции ток нагрузки продолжает протекать на определенном интервале ($0 - \omega t_x, \pi - \omega t_x'$) в прежнем направлении, замыкаясь по цепи обратных диодов ($VD3, VD4; VD1, VD2$), и энергия от нагрузки передается в источник питания.

Уравнение равновесия имеет вид:

$$\omega L_n \frac{di_n}{d\omega t} + R_n i_n = -U_n. \quad (9.2)$$

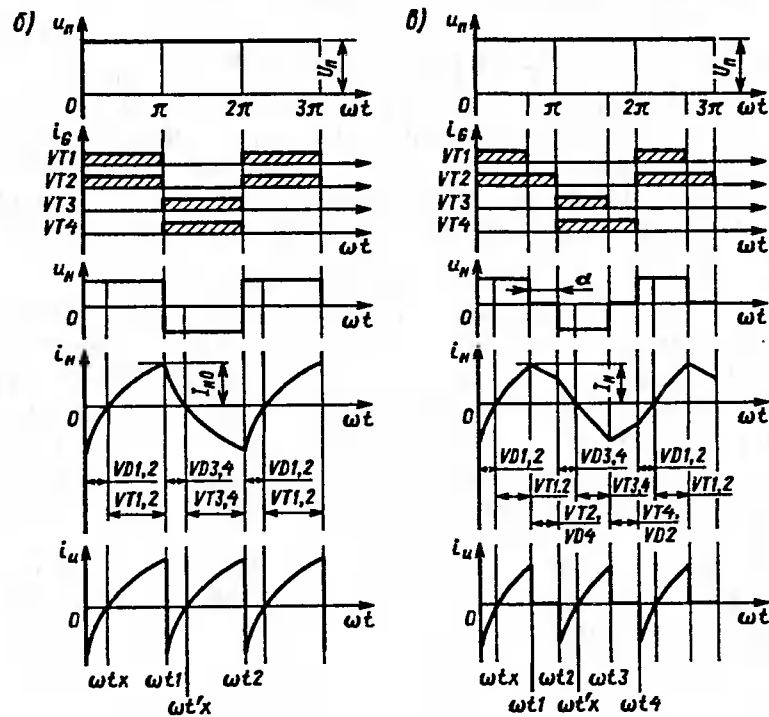
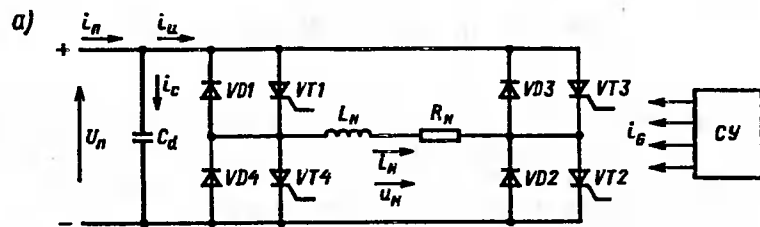


Рис. 9.4. Схема однофазного мостового инвертора напряжения (а) и временные диаграммы для режима с проводящим состоянием тиристоров менее 180 эл. град (б) и менее 180 эл. град. (в)

Ток нагрузки уменьшается экспоненциально, и когда его мгновенное значение проходит через нуль, начинают проводить очередные два тиристора.

Напряжение нагрузки имеет эффективное значение

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_n^2 d\omega t} = U_n. \quad (9.3)$$

Эффективное значение первой гармонической составляющей этого напряжения

$$U_{n(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_n. \quad (9.4)$$

Решение уравнения (9.1) для тока i_n

$$i_n = i_n' + i_n'', \quad (9.5)$$

где i_n' – вынужденная составляющая, равная U_n/R_n ; i_n'' – свободная составляющая, равная

$$i_n'' = A \exp(-R_n \omega t / \omega L_n).$$

При $\omega t = 0$, $i_n = -I_{n0}$, где I_{n0} – ток нагрузки в момент коммутации. Тогда, подставив эти значения в формулу (9.4), получим

$$-I_{n0} = (U_n/R_n) + A,$$

откуда

$$A = -(U_n/R_n) - I_{n0}. \quad (9.6)$$

Ток нагрузки

$$i_n = \frac{U_n}{R_n} - \left(\frac{U_n}{R_n} + I_{n0} \right) \exp\left(-\frac{R_n}{\omega L_n} \omega t\right). \quad (9.7)$$

В квазиустановившемся процессе при $\omega t = \pi$ $i_n = I_{n0}$. С учетом этого граничного условия найдем выражения для тока в момент коммутации:

$$I_{n0} = \frac{U_n}{R_n} - \left(\frac{U_n}{R_n} + I_{n0} \right) \exp\left(-\frac{R_n}{\omega L_n} \pi\right),$$

откуда

$$I_{n0} = \frac{U_n}{R_n} \frac{[1 - \exp(-R_n T / \omega L_n 2)]}{[1 + \exp(-R_n T / \omega L_n 2)]}, \quad (9.8)$$

где $T = 2\pi/\omega = 1/f$; f – частота тока в цепи нагрузки.

Момент ωt_x перехода тока i_n через нуль определим из условия $i_n = 0$ при $\omega = \omega t_x$, используя равенство (9.7):

$$\omega t_x = \frac{\omega L_n}{R_n} \ln \left(1 + \frac{R_n I_{n0}}{U_n} \right). \quad (9.9)$$

Среднее значение мощности, передаваемой в нагрузку в установившемся режиме,

$$P_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_n i_n d\omega t, \quad (9.10)$$

а средние значения мощностей, передаваемых в нагрузку через цепи главных тиристоров и в обратном направлении через диоды в источник, соответственно

$$P_{VT} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_x}^{\pi} U_n i_n d\omega t, \quad (9.11)$$

$$P_{VD} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega t_x} U_n i_n d\omega t, \quad (9.12)$$

При этом $P_n = P_{VT} + P_{VD}$.

По известному выражению для мгновенного значения тока нагрузки $i_n(\omega t)$ можно определить средние и эффективные значения токов тиристоров и диодов, а также эффективное значение тока нагрузки.

Теперь рассмотрим случай алгоритма управления с $\theta_n = 180 - \alpha$. Эффективное значение напряжения нагрузки можно изменять, регулируя угол θ_n проводящего состояния тиристоров (см. рис. 9.4, в). Предположим, что ток проводили тиристоры VT1 и VT2. Угол проводимости тиристора VT1 задан системой управления: $\theta_n = \pi - \alpha$. После выключения этого тиристора ток нагрузки замыкается через VT2 и VD4 и определяется уравнением:

$$\omega L_n \frac{di_n}{d\omega t} + R_n i_n = 0. \quad (9.13)$$

После выключения тиристора VT2 включаются тиристоры VT3 и VT4. Ток нагрузки, не успевший уменьшиться до нуля, замыкается через диоды VD3 и VD4 в обратном направлении на источник и быстро снижается до нуля. Затем ток нагрузки меняет направление и замыкается через тиристоры VT3, VT4.

Эффективное значение напряжения нагрузки

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi - \alpha} U_n^2 d\omega t} = U_n \sqrt{1 - (\alpha/\pi)}. \quad (9.14)$$

Эффективное значение первой гармонической этого напряжения

$$U_{n1} = \frac{2\sqrt{2} U_n}{\pi} \cos(\alpha/2). \quad (9.15)$$

Ток нагрузки в данном режиме имеет на интервале полупериода два характерных участка:

при $0 \leq \omega t \leq \pi - \alpha$; $U_n > 0, I_{n0} \leq 0$

$$i_n = \frac{U_n}{R_n} - \left(\frac{U_n}{R_n} + I_{n0} \right) \exp\left(-\frac{R_n}{\omega L_n} \omega t\right), \quad (9.16)$$

при $\pi - \alpha \leq \omega t \leq \pi$; $U_n = 0, I_{n1} > 0$

$$i_n = I_{n1} \exp\left(-\frac{R_n}{\omega L_n} \omega t\right). \quad (9.17)$$

Пример 9.1. Однофазный мостовой инвертор напряжения с RL-нагрузкой. Автономный инвертор напряжения (см. рис. 9.4, а) имеет нагрузку $R_n = 1$ Ом и катушку индуктивности $L_n = 5$ мГн, напряжение источника $U_n = 3400$ В, частота $f = 50$ Гц. Определить эффективное значение выходного напряжения и форму кривых тока нагрузки в квазиустановившемся режиме для $\theta_{n1} = 180$ эл. град. и $\theta_{n2} = 90$ эл. град.

Для случая $\theta_{n1} = 180$ эл. град. выходное напряжение $U_n = U_n = 3400$ В. Первая гармоническая составляющая напряжения

$$U_{n1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_n = \frac{2,82}{3,14} 3400 = 3060 \text{ В.}$$

Мгновенное значение тока нагрузки в момент, когда напряжение меняет направление [см. формулу (9.8)]

$$I_{n0} = \frac{U_n}{R_n} \frac{[1 - \exp(-R_n T/\omega L_n 2)]}{[1 + \exp(-R_n T/\omega L_n 2)]} = \frac{3400[1 - \exp(-1/5 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 50)]}{1 + \exp(-1/5 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 50)} = 3400 \frac{1 - \exp(-2)}{1 + \exp(-2)} = 2590 \text{ А.}$$

При напряжении $U_n = 3400$ В кривая тока на интервале $0 \leq \omega t \leq \pi$ ($0 \leq t \leq 10$ мс) описывается уравнением (9.7):

$$i_n = 3400 - (3400 + 2590) \exp(-314t/314 \cdot 5 \cdot 10^{-3}) = 3400 - 5990 \exp(-200t).$$

Из этого соотношения находится $t = t_x$, когда $i_n = 0$; $t_x = 2,83$ мс. Аналогично описывается кривая тока во втором полупериоде ($\pi \leq \omega t \leq 2\pi$). Средняя мощность, отдаваемая в нагрузку, в соответствии с уравнением (9.10)

$$P_H = \frac{1}{3,14} \int_0^{3,14} 3400 \left[3400 - 5990 \exp\left(-\frac{200}{314} \omega t\right) \right] d\omega t = 2755 \text{ кВт.}$$

Для случая $\theta_{п2} = 90$ эл. град. $\alpha = \pi - \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2}$.

Эффективное значение напряжения нагрузки согласно уравнению (9.14)

$$U_H = 3400 \sqrt{1 - \frac{\pi/2}{\pi}} = \frac{3400}{\sqrt{2}} = 2410 \text{ В.}$$

Кривая тока нагрузки определяется в результате последовательного решения уравнений тока для нескольких интервалов работы с использованием граничных условий. Результат анализа на предыдущем интервале определяет начальные условия работы на следующем интервале.

Первый полупериод:

для интервала: $0 \leq \omega t \leq \omega t_1$, $U_H = 3400 \text{ В}$, $I_{H0} = 0$, интервал проводящего состояния $\omega t = \pi/2$; $i_H = 3400 - 3400 \exp\left(-\frac{200}{314} \omega t\right)$ и при $\omega t = \pi/2$ $i_H = 2150 \text{ А}$;

для интервала $\omega t_1 \leq \omega t \leq \omega t_2$ $U_H = 0$, $i_H = 2150 \exp\left(-\frac{200}{314} \omega t\right)$; при $\omega t = \pi/2$ (отсчет ωt от момента ωt_1) $i_H = 790 \text{ А}$.

Второй полупериод:

для интервала $\omega t_2 \leq \omega t \leq \omega t_3$

$U_H = -3400 \text{ В}$, $i_H = -3400 + (3400 + 790) \exp\left(-\frac{200}{314} \omega t\right)$, $i_H = 0$ при $\omega t = 0,314 \text{ рад} = 18$ эл. град., а при $\omega t = \pi/2$ $i_H = -1860 \text{ А}$;

для интервала $\omega t_3 \leq \omega t \leq \omega t_4$ $U_H = 0$, $i_H = -1860 \exp\left(-\frac{200}{314} \omega t\right)$, при $\omega t = \pi/2$ $i_H = 790 \text{ А}$.

В третьем полупериоде, используя известные решения, получим при $\omega t = \pi/2$ $i_H = 1900 \text{ А}$, а в конце второй части полупериода $i_H = 700 \text{ А}$.

При необходимости можно повторить расчеты еще для нескольких полупериодов, пока не наступит квазиустановившийся процесс. При этом токи имеют форму, показанную на рис. 9.4, в.

Среднее значение мощности нагрузки в квазиустановившемся режиме

$$P_H = \frac{1}{3,14} \int_0^{3,14/2} 3400 \left[3400 - 4100 \exp\left(-\frac{200}{314} \omega t\right) \right] d\omega t = 1378 \text{ кВт.}$$

Трехфазный мостовой инвертор напряжения (рис. 9.5). Схема содержит шесть тиристорных ключей $VT1-VT6$, образующих мост тиристорных, шесть встречно включенных диодов $VD1-VD6$, соединенных также по схеме трехфазного моста и выполняющих функцию диодов обратного тока, и схему управления $СУ$, обеспечивающую переключение тиристорных ключей по заданному алгоритму с проводящим состоянием требуемой продолжительности. Частота выходного напряжения задается схемой управления в результате изменения дли-

тельности цикла переключения тиристорных ключей. Устройства для коммутации тиристорных на схеме не показаны. Тиристоры и диоды трех фаз a, b и c образуют анодную ($VT1, VT3, VT5; VD1, VD3, VD5$) и катодную ($VT2, VT4, VT6; VD2, VD4, VD6$) группы.

Тиристоры анодной и катодной групп могут переключаться по различным алгоритмам: с однократным и многократным переключением на интервале одного периода выходного напряжения. При однократном переключении в периоде угол проводящего состояния тиристоров θ_n может быть равным 180, 120, 150 эл. град. и в общем случае 180— α эл. град. На диаграммах рис. 9.5 дан анализ работы трехфазного АИН для $\theta_n = 180$ эл. град. На интервале одного периода выходной частоты происходит шесть коммутаций шести тиристоров. Одновременно в проводящем состоянии находятся три тиристора: два в анодной и один в катодной или один в анодной и два в катодной группах. Выходные напряжения инвертора (рис. 9.6, а) могут быть получены из анализа эквивалентных схем, соответствующих шести возможным состояниям. Напряжение источника питания U_n прикладывается к фазным нагрузкам в соответствии со схемой подключения на данном интервале. Напряжение между анодной или катодной точками и нулевой точкой нагрузки равняется $U_n/3$ или $2U_n/3$ в зависимости от того, две фазы или одна фаза нагрузки в данный момент связаны с соответствующей шиной (см. рис. 9.6, б—ж). На рис. 9.5, б за положительное принято фазное напряжение при соединении начала фазы с анодной шиной. В результате фазные напряжения АИН получают трехступенчатую форму, сохраняющуюся независимо от характера нагрузки. Линейное напряжение имеет при этом форму прямоугольников с углом основания 120 эл. град.

Эффективное значение фазного и линейного напряжений инвертора соответственно

$$U_\phi = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi/3} (U_n/3)^2 d\omega t + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} (2U_n/3)^2 d\omega t + \int_{2\pi/3}^{\pi} (U_n/3)^2 d\omega t \right]} = \frac{\sqrt{2} U_n}{\sqrt{3}} = 0,47 U_n; \quad (9.18)$$

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} U_n^2 d\omega t} = \frac{\sqrt{2} U_n}{\sqrt{3}} = 0,815 U_n. \quad (9.19)$$

Выходные напряжения несинусоидальны, имеют форму с симметрией третьего рода и описываются нечетными функциями, кроме основной гармонической составляющей; содержат нечетные высшие гармонические составляющие, не кратные трем, т.е. с номерами

$$n = 6k \pm 1, k = 1, 2, \dots \quad (9.20)$$

Фазное и линейное напряжения при разложении в ряд Фурье могут быть записаны в виде суммы мгновенных значений всего спектра гармонических составляющих:

$$U_{\phi} = \frac{2U_{\pi}}{\pi} \left[\sin\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right] = \frac{2U_{\pi}}{\pi} \sum_{\substack{n=6k \pm 1 \\ k=0,1,2,\dots}} \frac{\sin n\omega t}{n}, \quad (9.21)$$

$$U_{\pi} = \frac{2\sqrt{3}U_{\pi}}{\pi} \left[\sin\omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right]. \quad (9.22)$$

Если амплитуду основной гармонической составляющей принять равной 1 ($U_{\phi(1)} = \frac{2U_{\pi}}{\pi} = 1$, $U_{\pi(1)} = \frac{2\sqrt{3}U_{\pi}}{\pi} = 1$), то амплитуда n -й гармонической составляющей

$$U_{\phi(n)} = \frac{U_{\phi(1)}}{n} = 1/n. \quad (9.23)$$

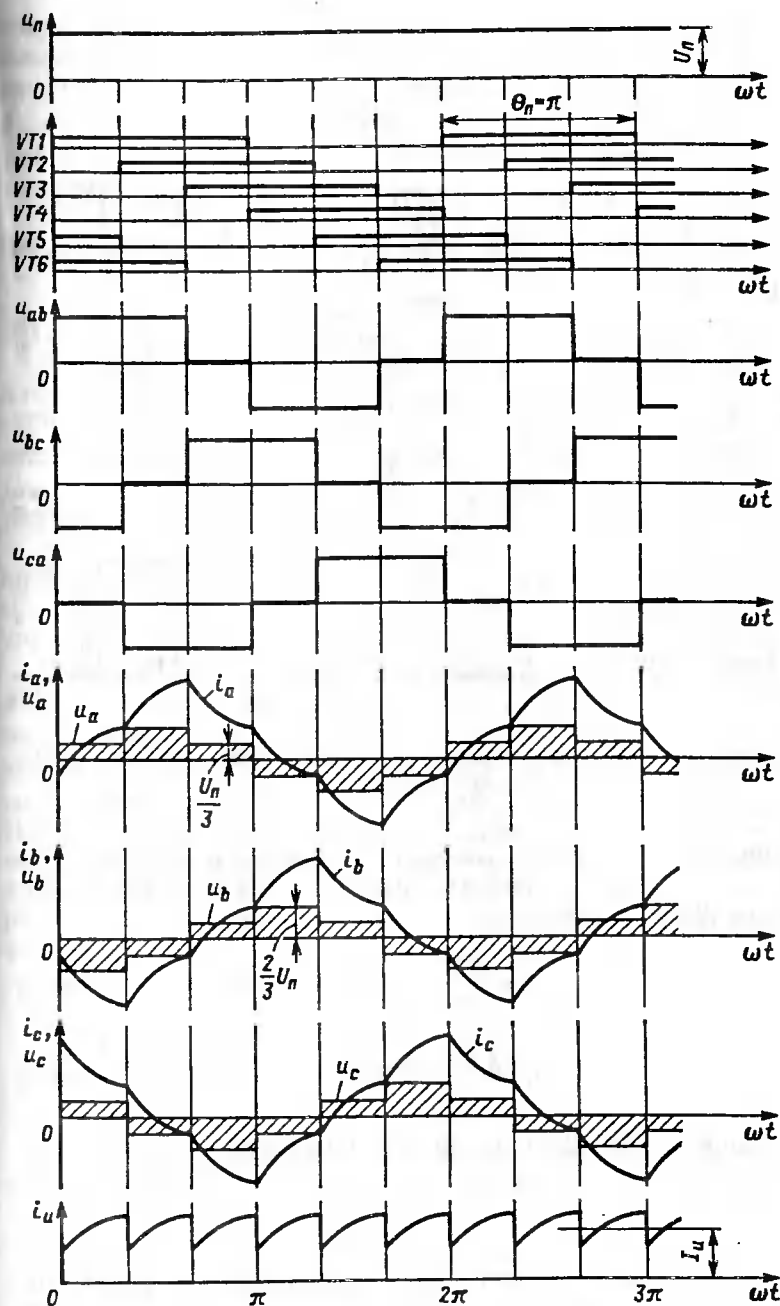
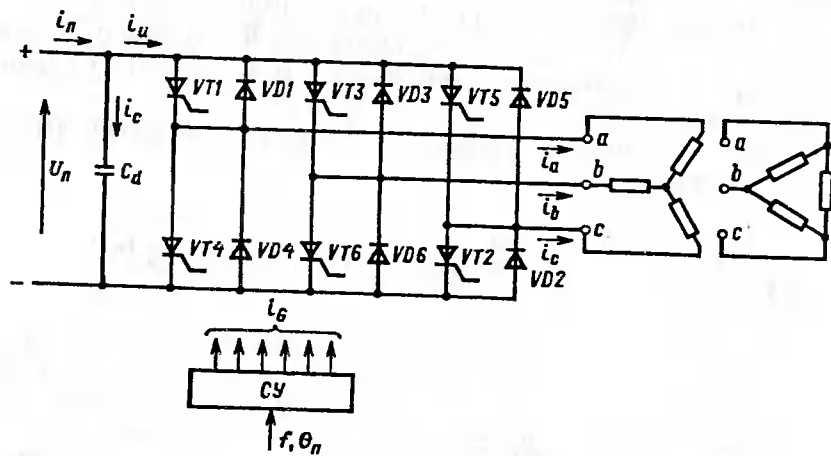


Рис. 9.5. Схема трехфазного мостового инвертора напряжения и временные диаграммы напряжений и токов

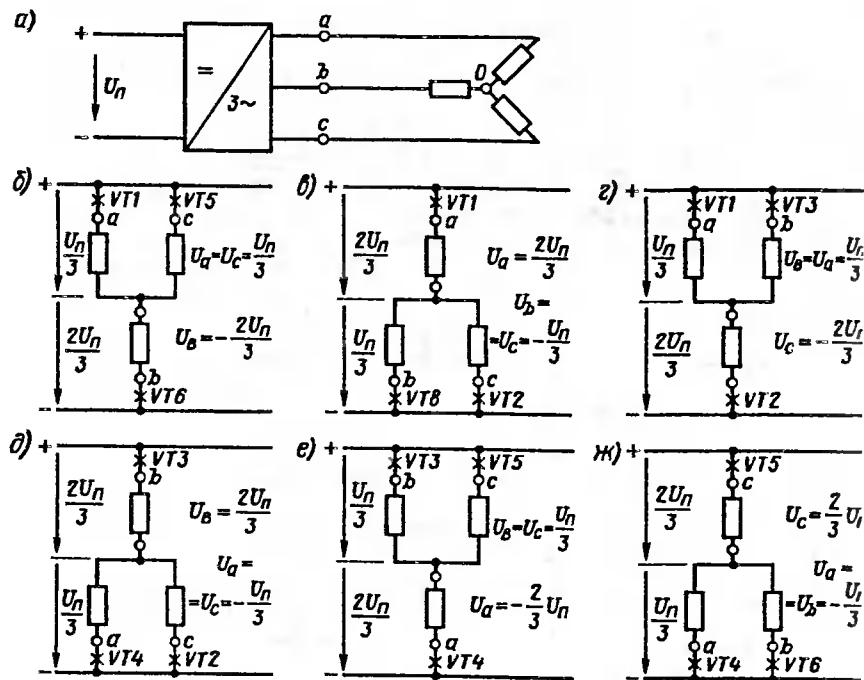


Рис. 9.6. Эквивалентные схемы для расчета фазных напряжений трехфазного АИН при соединении нагрузки "звездой"

Соотношения между входным напряжением и основной гармонической составляющей выходного напряжения АИН с учетом выражений (9.21) и (9.22) следующие:

$$U_{\phi(1)} = \frac{\sqrt{2} U_n}{\pi} = 0,45 U_n; \quad (9.24)$$

$$U_{n(1)} = \frac{\sqrt{6} U_n}{\pi} = 0,78 U_n. \quad (9.25)$$

Коэффициент искажения выходного напряжения

$$k_U = U_{\phi(1)} / U_{\phi} = \frac{3}{\pi} = 0,955.$$

Форма тока в цепи нагрузки зависит от характера нагрузки. При RL -нагрузке после очередного переключения тиристора под действием ЭДС самоиндукции ток в данной фазе на некотором интервале

сохраняет направление и замыкается по цепи обратного диода противоположного плеча данной фазы. Например, в конце третьего интервала (см. рис. 9.5, б) $\omega t = \pi$ после выключения тиристора $VT1$ ток в фазе a на интервале $\pi \leq \omega t \leq \pi + \psi$ замыкается по цепи диода $VD4$ и уменьшается до 0. На следующем интервале ток фазы a проводит тиристор $VT4$.

Ток во входной цепи инвертора i_n определяется суммой мгновенных значений токов тиристорov анодной или катодной групп

$$i_n = i_{VT1} + i_{VT3} + i_{VT5}. \quad (9.26)$$

Этот ток при RL -нагрузке имеет форму, близкую к пилообразной, и содержит кроме постоянной составляющей I_n спектр четных высших гармонических составляющих, кратных шести. При увеличении угла сдвига основной гармонической составляющей φ_1 выше некоторого значения, ток i_n может переходить через нулевое значение в отрицательную область.

Форму токов нагрузки и входной цепи инвертора можно определить, решая уравнения равновесия по интервалам с использованием граничных условий, как это выполнено выше для однофазных инверторов.

Особенности формирования выходного напряжения трехфазного АИН для случаев переключений при $\theta_n = 120^\circ$ и $\theta_n = 150^\circ$. Кривые напряжений построены для случая активной нагрузки. При алгоритме управления $\theta_n = 120$ эл. град. (рис. 9.7, а) одновременно проводят ток только два тиристора: один в анодной, другой в катодной группах. На одном периоде имеется шесть интервалов с поочередно изменяющимися тиристорами, проводящими ток: $VT1, VT6; VT1, VT2; VT2, VT3; VT3, VT4; VT4, VT5; VT5, VT6$. Затем циклы повторяются. В результате формируются линейные напряжения двухступенчатой формы.

Эффективное напряжение

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi/3} (U_n/2)^2 d\omega t + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} U_n^2 d\omega t + \int_{2\pi/3}^{\pi} (U_n/2)^2 d\omega t \right]} = \frac{U_n}{\sqrt{2}} = 0,7 U_n. \quad (9.27)$$

Кривые напряжения фаз имеют прямоугольную форму, их эффективные значения определяются по выражению:

$$U_{\phi} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} (U_n/2)^2 d\omega t} = \frac{U_n}{\sqrt{3} \sqrt{2}} = 0,4 U_n. \quad (9.28)$$

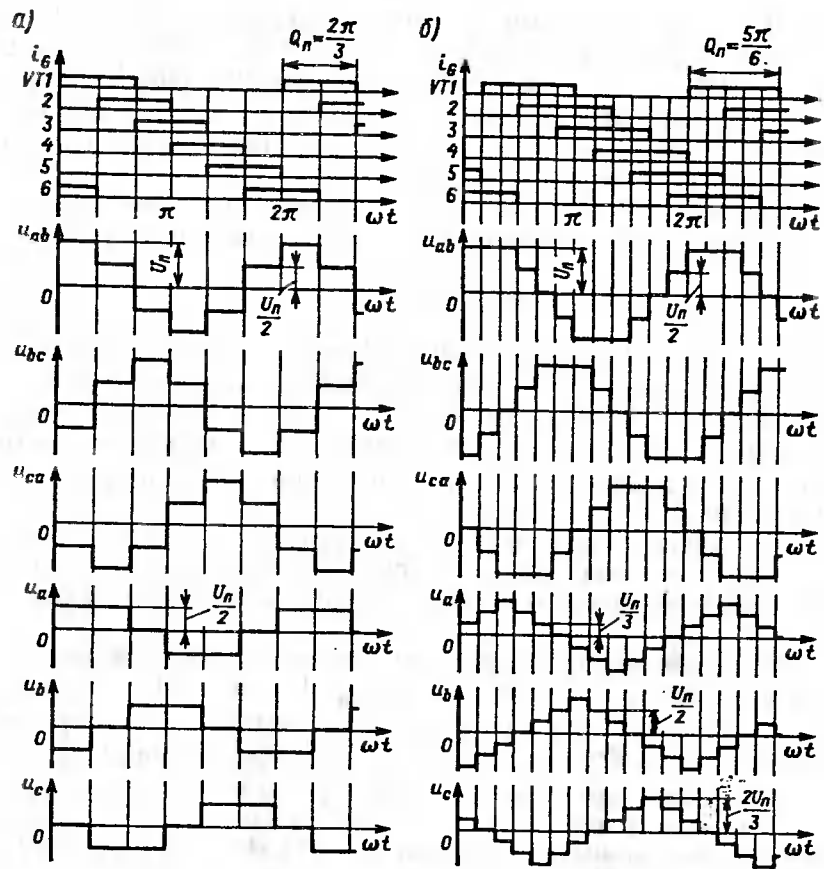


Рис. 9.7. Кривые напряжения на выходе трехфазного АИН:
 а — при алгоритме $\theta_n = 120$ эл. град.; б — при алгоритме $\theta_n = 150$ эл. град.

При алгоритме управления $\theta_n = 150$ эл. град. (рис. 9.7, б) одновременно ток проводят два или три тиристора. На одном периоде имеется 12 интервалов с чередованием двух и трех токопроводящих тиристоров: VT1, VT5, VT6; VT1, VT2, VT6; VT1, VT2, VT3; VT2, VT3; VT2—VT4; VT3, VT4; VT3—VT5; VT4, VT5; VT4—VT6; VT5, VT6. При таком алгоритме линейное напряжение двухступенчатой формы имеет эффективное значение

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi/6} (U_n/2)^2 d\omega t + \int_{\pi/6}^{2\pi/3} U_n^2 d\omega t + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} (U_n/2)^2 d\omega t \right]} = \frac{\sqrt{7} U_n}{2\sqrt{3}} = 0,76 U_n. \quad (9.29)$$

Фазное напряжение имеет трехступенчатую форму и характеризуется эффективным значением

$$U_\phi = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi/6} (U_n/3)^2 d\omega t + \int_{\pi/6}^{\pi/3} (U_n/2)^2 d\omega t + \int_{\pi/3}^{\pi/2} (2U_n/2)^2 d\omega t + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} (U_n/2)^2 d\omega t + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} (2U_n/3)^2 d\omega t \right]} = \frac{\sqrt{7}}{6} U_n = 0,44 U_n. \quad (9.30)$$

Гармонический состав выходного напряжения при $\theta_n = 120$ эл. град. остается таким же, как при $\theta_n = 180$ эл. град. При $\theta_n = 150$ эл. град. содержание высших гармонических составляющих уменьшается. Поэтому алгоритм при $\theta = 150^\circ$ в ряде случаев является предпочтительным.

В случае RL -нагрузки или при питании от АИН асинхронной машины и применении алгоритмов управления $\theta_n = 120$ и $\theta_n = 150$ эл. град. с изменением угла сдвига основной гармонической составляющей тока относительно напряжения $\varphi_{(1)}$ формы кривых линейных и фазных напряжений изменяются. С увеличением φ_1 они приближаются к виду, характерному для алгоритма $\theta_n = 180$ эл. град.

Формирование выходного напряжения АИН при многократных переключениях тиристорov в одном периоде. Применяя многократные включения и выключения тиристорov на интервале одного периода можно задавать ток нагрузки требуемой формы, а также обеспечивать плавное регулирование эффективного значения выходного напряжения, в данном случае с многоимпульсной модуляцией в АИН. Возможны разнообразные алгоритмы многоимпульсной модуляции. Наибольшее применение находит широтно-импульсная модуляция (ШИМ) с формированием огибающей в виде прямоугольника, трапеции и синусоиды. Соответственно такие виды ШИМ получили название *прямоугольной, трапецидальной и синусоидальной* модуляции.

Прямоугольная модуляция часто называется способом широтно-импульсного регулирования (ШИР) (рис. 9.8, а, б). На интервале одного полупериода выходного напряжения главные тиристоры инвертора включаются и выключаются многократно с частотой f_n , превышающей основную частоту f_1 в определенное число раз. Кратность частот $k_F = f_n/f_1 = T_1/T_n$ (где f_n, f_1, T_n, T_1 — соответственно частота и период несущей и основной частот напряжения) влияет на содержание высших гармонических составляющих. При увеличении k_F снижается содержание высших гармонических составляющих низкого порядка и возрастает содержание гармонических составляющих высокого порядка, частота которых кратна несущей частоте. При изменении длительности импульса t_n регулируется скважность в пределах групп им-

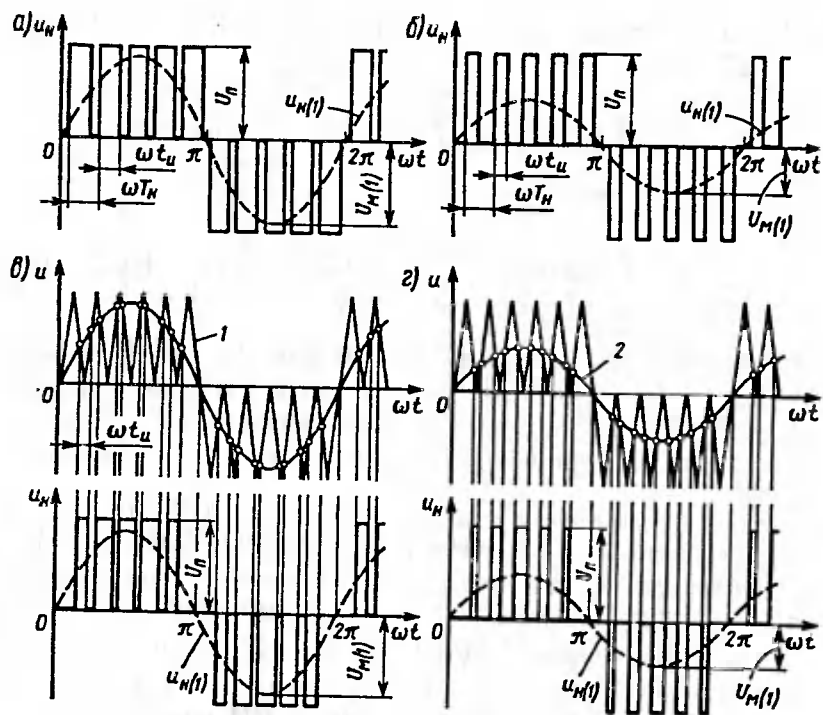


Рис. 9.8. Кривые выходного напряжения инвертора при регулировании методом многоимпульсной модуляции:
 а, б — прямоугольной; в, г — по закону синуса; 1 — опорное напряжение; 2 — модулирующая синусоида

пульсов, формирующих положительную и отрицательную полуволны выходного напряжения. Амплитуда первой (основной) гармоники $U_{M(1)}$ пропорциональна коэффициенту заполнения ($k_z = t_u/T_H$) кривой импульсной последовательности. При этом общее содержание гармоник в выходном напряжении значительно меньше, чем при одноимпульсной модуляции.

Еще более сильное снижение содержания высших гармонических составляющих достигается при широтно-импульсной модуляции по закону синуса ($t_u = T_H \sin \omega t$, $0 < \omega t < \pi$) (рис. 9.8, в, г). В схеме управления инвертором формируется последовательность сигналов треугольной формы (опорное напряжение), которая сравнивается с модулирующей синусоидой. Точки пересечения кривых определяют длительность импульса t_u выходного напряжения. Частота основной

гармонической составляющей выходного напряжения f_1 совпадает с частотой модулирующего напряжения, а амплитуда $U_{M(1)}$ пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения.

Для трехфазного инвертора выходное напряжение регулируется многократными коммутациями главных тиристоров в периоде с формированием кривой напряжения по способу ШИР или ШИМ (рис. 9.9, см. рис. 9.5).

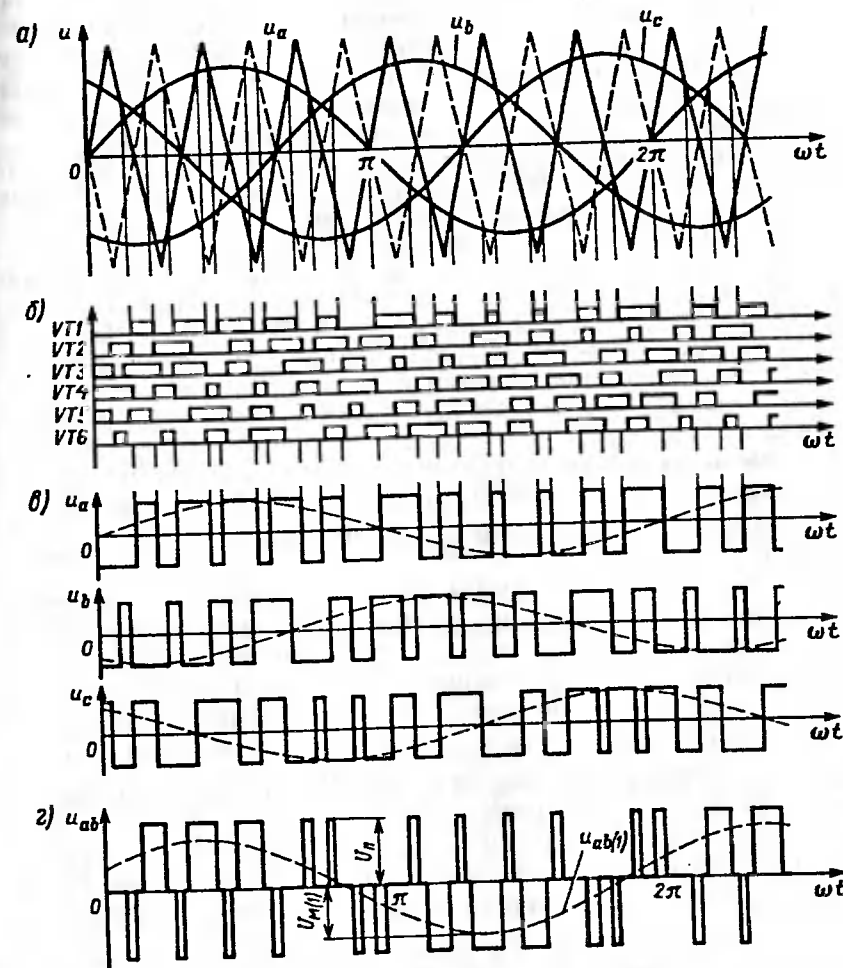


Рис. 9.9. Кривые выходного напряжения трехфазного АИН при модуляции по синусоидальному закону:

а — модулирующие синусоиды и кривые опорного напряжения треугольной формы; б — при проводящем состоянии главных тиристоров АИН; в — выходные импульсные последовательности потенциалов $(+U_n, -U_n)$ фаз а, б, с; г — кривая выходного линейного напряжения U_{ab}

В схеме управления АИН опорное напряжение треугольной формы сравнивается с модулирующими синусоидами, сдвинутыми на 120 эл. град. и образующими симметричную трехфазную систему (см. рис. 9.9, а). В моменты равенства опорного и модулирующих напряжений формируются сигналы отпирания и запирания соответствующих главных тиристоров $VT1—VT6$. В результате в схеме АИН на любом временном интервале в проводящем состоянии находятся три тиристора (см. рис. 9.9, б). Выходные зажимы АИН для фаз a, b, c периодически подключаются к положительному или отрицательному полюсу источника питания и характеризуются импульсной последовательностью потенциалов (см. рис. 9.9, в). Разность потенциалов между выходными зажимами АИН образует мгновенное значение линейного напряжения (см. рис. 9.9, г). В кривой линейного напряжения u_{ab} содержится основная гармоническая составляющая $u_{ab(1)}$, с амплитудой $U_{M(1)}$, пропорциональной амплитуде модулирующего напряжения в системе управления. Кроме основной гармонической составляющей в кривой линейного напряжения u_{ab} содержатся высшие гармонические составляющие. Их содержание меньше, чем при прямоугольной модуляции. Но в кривой заметно возрастает число высших гармонических составляющих с частотой, кратной несущей частоте. Регулирование напряжения способом ШИМ с синусоидальной модуляцией сложнее прямоугольной модуляции. Поэтому в системах тягового электропривода с АИН чаще используется способ прямоугольной ШИМ.

Основные расчетные соотношения. В трехфазных АИН с углом проводящего состояния главных тиристоров $\theta_n = 180$ эл. град. выходное напряжение ступенчатой формы не зависит от характера нагрузки (рис. 9.10).

Выполним анализ и получим основные расчетные соотношения для главных цепей трехфазного АИН, используя метод основной гармонической составляющей. Анализ работы инвертора на двигательную нагрузку, коэффициент мощности которой может изменяться в широких пределах, удобно выполнять, приняв за параметр угол сдвига $\varphi_{(1)}$ основной гармонической составляющей фазного тока $i_{(1)}$ относительно основной гармонической составляющей фазного напряжения $u_{(1)}$. В квазиустановившемся режиме комбинации состояний проводимостей отдельных тиристоров и диодов повторяются на каждом интервале длительностью $\pi/3$. Например, после выключения $VT1$ и включения $VT4$ на интервале $\omega t_1 — \omega t_2$ ток проводят $VD4$ в фазе a , $VT3$ — в фазе b , и $VT2$ — в фазе c , а на интервале $\omega t_2 — \omega t_3$ соответственно $VT4, VT3, VT2$. В зависимости от значения угла $\varphi_{(1)}$ комбинации тиристоров и диодов меняются. С увеличением $\varphi_{(1)}$ от 0 до 360 эл. град. АИН реализует работу во всех четырех квадрантах фазового пространства.

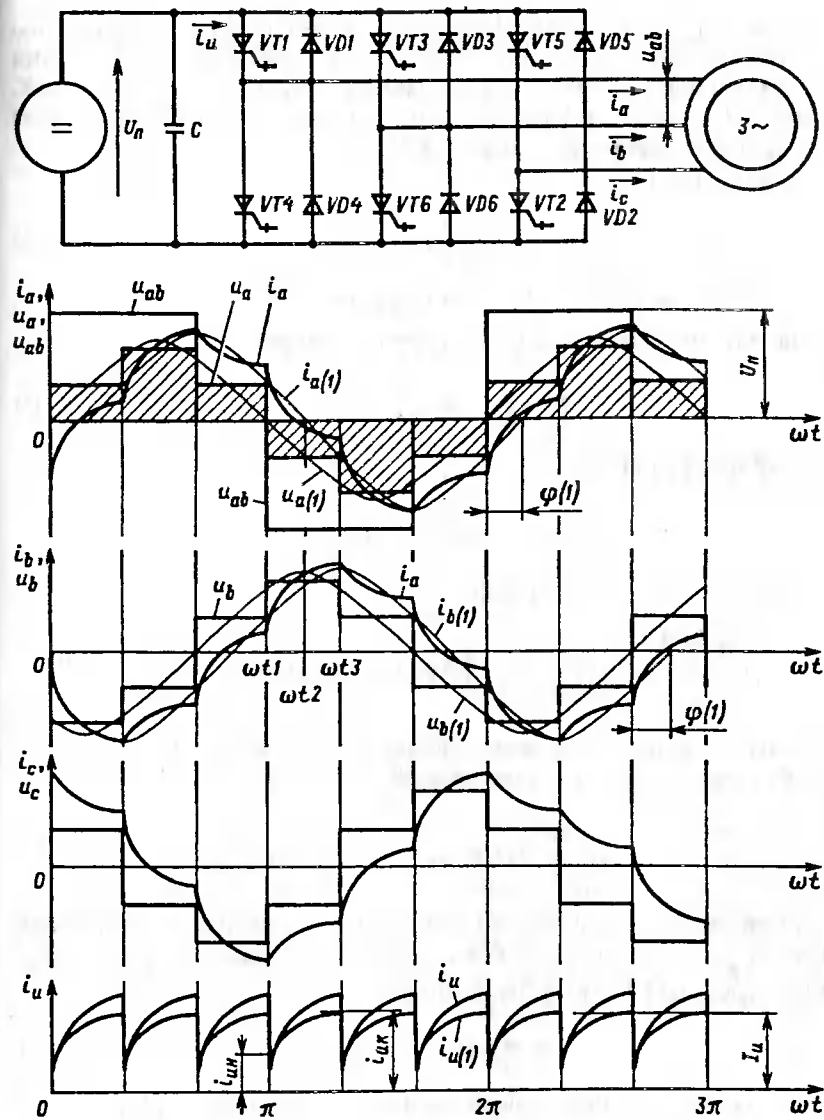


Рис. 9.10. Расчетная схема и временные диаграммы напряжений и токов трехфазного АИН

Получим аналитические выражения токов в звене постоянного тока, главных тиристоров и обратных диодов. Мгновенные значения тока АИН равны мгновенным значениям тока главного тиристора, который подключен к анодной или катодной шине. На интервале $\omega t_1 - \omega t_3$ таким тиристором является VT3.

Ток инвертора

$$i_n = i_g = I_{m(1)} \sin \left(\omega t - \varphi_{(1)} - \frac{2}{3} \pi \right), \quad (9.31)$$

где $I_{m(1)}$ — амплитуда основной гармоники тока фазы.

В начале интервала повторяемости ток инвертора

$$i_{ин} = I_{m(1)} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \varphi_{(1)} \right), \quad (9.32)$$

а в конце интервала

$$i_{ик} = I_{m(1)} \sin \left(\frac{2\pi}{3} - \varphi_{(1)} \right). \quad (9.33)$$

Среднее значение тока инвертора

$$I_n = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} I_{m(1)} \sin \left(\omega t - \varphi_{(1)} - \frac{2}{3} \pi \right) d\omega t = \frac{3}{\pi} I_{m(1)} \cos \varphi_{(1)}. \quad (9.34)$$

Выразив ток нагрузки через эффективное значение его основной (первой) гармонической составляющей, получим

$$I_n = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_1 \cos \varphi_{(1)} = 1,35 I_1 \cos \varphi_{(1)}. \quad (9.35)$$

Пульсации тока i_n и его направление на отдельных интервалах зависят от режима нагрузки. С изменением φ_1 пульсации тока, выраженные через коэффициент пульсации

$$k_n = (i_{ин} - i_{ик}) / (i_{ин} + i_{ик}), \quad (9.36)$$

изменяются от нуля при работе на активную нагрузку ($\varphi_{(1)} = 0$) до значения большего единицы при двигательной нагрузке ($\varphi_{(1)} > \pi/3$). Приблизленно коэффициент пульсации с учетом выражений для (9.32) и (9.33)

$$k_n = \frac{\operatorname{tg} \varphi_{(1)}}{\sqrt{3}}. \quad (9.37)$$

Средние и эффективные значения токов тиристоров VT1—VT6 и диодов VDI—VD6 для всех плеч инвертора одинаковы. Средние значения токов

$$I_T = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_{(1)}}^{\pi} I_{m(1)} \sin(\omega t - \varphi_{(1)}) d\omega t = \frac{1}{2\pi} I_{m(1)} (1 + \cos \varphi_{(1)}) = 0,23 I_{(1)} (1 + \cos \varphi_1); \quad (9.38)$$

$$I_D = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi + \varphi_{(1)}} I_{m(1)} \sin(\omega t - \varphi_{(1)}) d\omega t = \frac{1}{2\pi} I_{m(1)} (1 - \cos \varphi_{(1)}) = 0,23 I_{(1)} (1 - \cos \varphi_{(1)}). \quad (9.39)$$

Эффективные значения токов

$$I_{T\text{эф}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_{(1)}}^{\pi} I_{m(1)}^2 \sin^2(\omega t - \varphi_{(1)}) d\omega t} = \frac{I_{m(1)}}{2\sqrt{2\pi}} \sqrt{2(\pi - \varphi_{(1)}) - \sin^2 \varphi_{(1)}} = 0,28 I_1 \sqrt{2 - (\pi - \varphi_{(1)}) + \sin^2 \varphi_{(1)}}; \quad (9.40)$$

$$I_{D\text{эф}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi + \varphi_{(1)}} I_{m(1)}^2 \sin^2(\omega t - \varphi_{(1)}) d\omega t} = \frac{I_{m(1)}}{2\sqrt{2\pi}} \sqrt{2\varphi_1 - \sin^2 \varphi_{(1)}} = 0,28 I_{(1)} \sqrt{2\varphi_{(1)} - \sin^2 \varphi_{(1)}}. \quad (9.41)$$

При угле $\varphi_1 \geq \pi/3$ ток i_n на входе АИН на отдельных интервалах изменяет свое направление. Энергия от нагрузки возвращается в цепь источника. Если источник питания имеет одностороннюю проводимость (выпрямитель), то на входе должен быть включен накопитель энергии, например конденсатор С. Значение емкости С определяется допустимым повышением напряжения на входе ΔU_n , вызываемым зарядом Δq , который вносится обратным током i_n в конденсатор:

$$\Delta U_n = \Delta q / C; \quad (9.42)$$

$$\Delta q = \frac{1}{\omega} \int_{\frac{4}{3}\pi - \varphi_{(1)}}^{\frac{4}{3}\pi - \varphi_{(1)}} I_{m(1)} \sin(\omega t - \varphi_{(1)}) d\omega t = \frac{I_{m(1)}}{\omega} \left[1 - \cos \left(\varphi_{(1)} - \frac{\pi}{3} \right) \right] = \frac{\sqrt{2} I_{(1)}}{2\pi f_{(1)}} \left[1 - \cos \left(\varphi_{(1)} - \frac{\pi}{3} \right) \right] = \frac{0,22 I_{(1)}}{f_{(1)}} \left[1 - \cos \left(\varphi_{(1)} - \frac{\pi}{3} \right) \right]. \quad (9.43)$$

После подстановки выражения (9.39) в формулу (9.38) получим

$$C = \frac{0,21I_{(1)}}{f_1 \Delta U_n} \left[1 - \cos\left(\varphi_{(1)} - \frac{\pi}{3}\right) \right], \quad (9.44)$$

где $\Delta U_n = U_{\max} - U_n$ — максимальное допустимое превышение напряжения на конденсаторе, В.

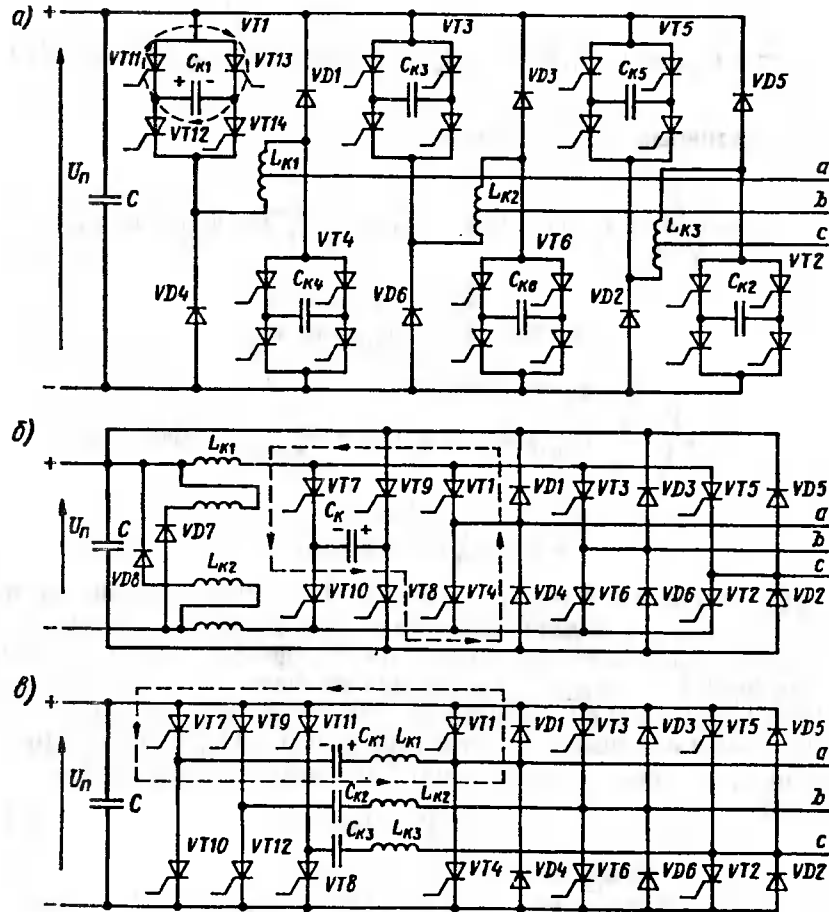


Рис. 9.11. Схемы АИН с различными способами принудительной конденсаторной коммутации: а — индивидуальная коммутация; б — общая коммутация; в — групповая (пофазная) коммутация; VT1-VT6 — главные тиристоры; VD1-VD6 — обратные диоды; VT7-VT12 — коммутирующие (дополнительные) тиристоры; CK1-CK6 — коммутирующие конденсаторы; LK1-LK6 — коммутирующие дроссели

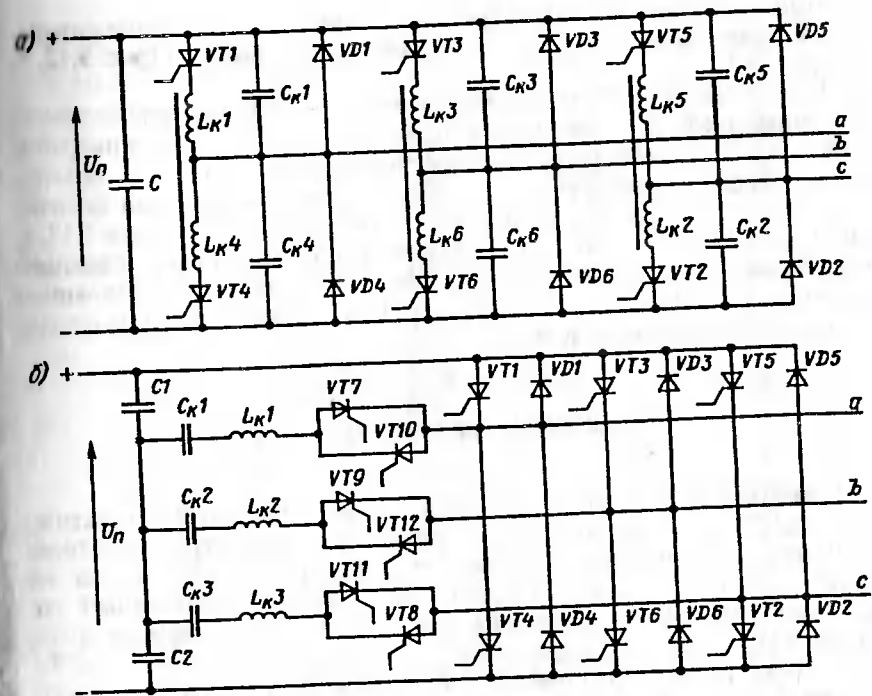


Рис. 9.12. Схемы АИН с групповой коммутацией: а — комплементарная коммутация; б — коммутация с помощью вспомогательных (коммутирующих) тиристоров

Схемы АИН. Однофазные и трехфазные инверторы напряжения выполняются по мостовой схеме. Если они выполнены на однооперационных (незапираемых) тиристорах, то различаются только устройствами принудительной коммутации. Для запирающих тиристоры, как и в импульсных преобразователях постоянного тока, применяются узлы принудительной конденсаторной коммутации (см. гл. 8).

Имеются следующие основные схемные решения устройства принудительной коммутации: независимые схемы коммутации тиристоров каждого плеча силовой схемы (индивидуальная коммутация, рис. 9.11, а), схемы одновременного выключения всех тиристоров в результате размыкания цепи первичного источника питания (общая коммутация, рис. 9.11, б), схемы комбинированной коммутации отдельных групп тиристоров (групповая коммутация, рис. 9.11, в). Наибольшее применение находят схемы с групповой коммутацией. Среди них выделяют две подгруппы: схемы с комплементарной коммутацией, когда выключение одного главного тиристора автоматически приводит к выключению предыдущего (рис. 9.12, а); схемы коммутации с помощью

вспомогательного (коммутирующего) тиристора, включение которого вызывает запираание основного (главного) тиристора (рис. 9.12, б, см. рис. 9.11, в).

Выбор схемы АИН определяется рядом критериев, устанавливающих показатели по экономичности, качеству регулирования напряжения и частоты, массо-габаритным показателям и т. д. В тяговом электроприводе подвижного состава с асинхронными двигателями трехфазного тока наибольшее применение находят АИН (рис. 9.12, в, см. рис. 9.11, в). Такие АИН обеспечивают возможность плавного регулирования выходного напряжения и частоты с использованием сложных алгоритмов переключения ШИМ, имеют небольшие потери и приемлемые размеры и массу.

9.3. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ ТОКА

Однофазный мостовой инвертор тока. Автономный инвертор тока (АИТ) представляет собой преобразователь энергии постоянного тока в энергию переменного тока, источник питания на входе которого обладает большим внутренним индуктивным сопротивлением, обеспечивающим постоянство потребляемого тока. Схема АИТ (рис. 9.13) включает в себя мост тиристоров $VT1—VT4$, RL -нагрузку, конденсаторы $C1, C2$, отсекающие диоды $VD1—VD4$ и схему управления CU . Коммутирующие конденсаторы выполняют функцию источников напряжения, прикладываемого в обратном направлении к тиристорам во время выключения, и обеспечивают обмен реактивной энергией с катушкой индуктивности нагрузки.

На интервале $0 < \omega t \leq \pi$ проводят ток тиристоры $VT1$ и $VT2$. Ток нагрузки i_n протекает в соответствии с направлением, указанным на рис. 9.13. Конденсаторы $C1, C2$ на этом интервале заряжаются так, что их левые обкладки положительны. Ток нагрузки постоянен, протекает по цепи $VT1, VD1, L_n, R_n, VD2, VT2$ и равен току источника $I_n = \text{const}$, так как индуктивность L реактора велика. Напряжение нагрузки в данном состоянии цепей

$$u_n = I_n R_n, \quad L_n \frac{di_n}{dt} = 0, \quad \text{напряжение на входе } u_n = u_n = I_n R_n.$$

В момент $\omega t = \omega t_1$ включаются тиристоры $VT3, VT4$ и под действием напряжения, созданного заряженными конденсаторами указанной полярности, происходит мгновенное переключение тока нагрузки с тиристоров $VT1, VT2$ на тиристоры $VT3, VT4$. К тиристорам $VT1, VT2$ прикладывается напряжение конденсаторов U_c в обратном направлении. Происходит первая ступень коммутации, в результате которой создаются условия для запираания тиристоров $VT1, VT2$. Напряжение на входе u_n изменяется до значения $u_n = I_n R_n - u_{c1} - u_{c2}$, так как

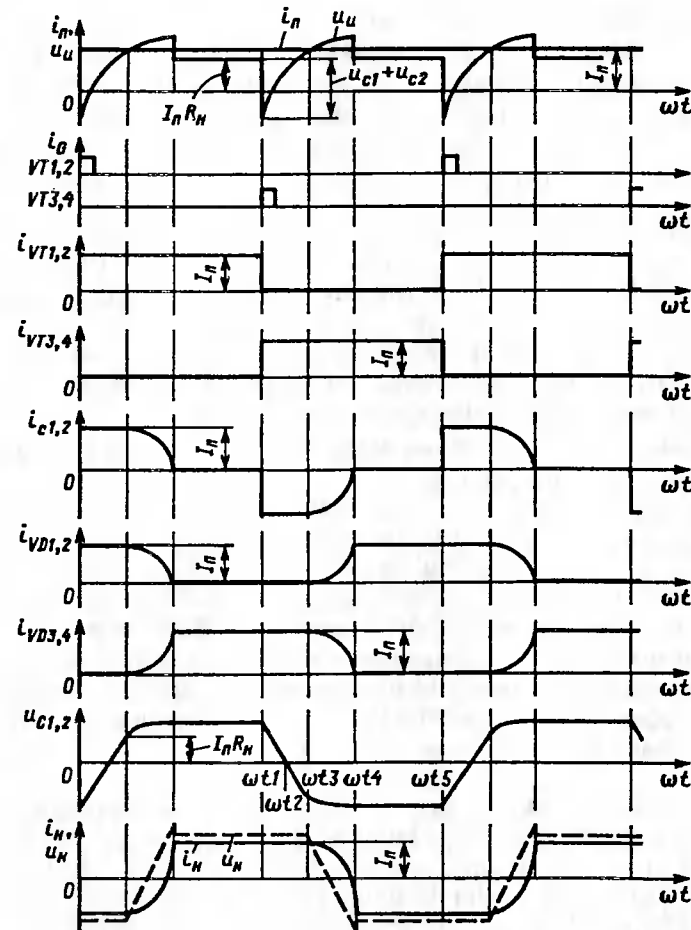
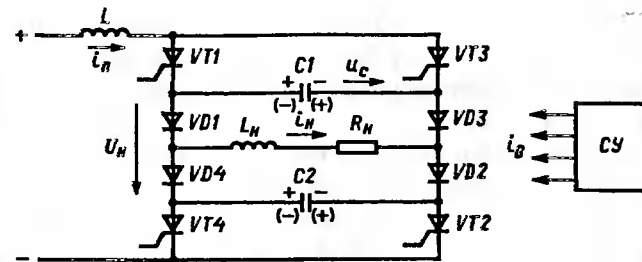


Рис. 9.13. Схема однофазного автономного инвертора тока с отсекающими диодами и временные диаграммы токов и напряжений

на интервале $\omega t_1 - \omega t_3$ ток нагрузки замыкается по цепи $VT3, C1, VD1, L_n, R_n, VD2, C2, VT4$. Напряжение на конденсаторах $C1, C2$ на этом интервале изменяется линейно в процессе перезаряда постоянным током $i_n = I_n = \text{const}$.

В момент ωt_2 конденсаторы полностью разряжены, и обратное напряжение, прикладываемое к тиристорам $VT1, VT2$, равно нулю. Начиная с момента ωt_2 к тиристорам прикладывается прямое напряжение. Интервал $\omega t_1 - \omega t_2$ должен быть достаточным для восстановления тиристорами запирающих свойств.

В момент ωt_3 конденсаторы оказываются заряженными током противоположной полярности. Напряжение в этот момент равно: $u_c(\omega t_3) = I_n R_n$. Дальнейшее повышение напряжения приводит к смещению отсекающих диодов $VD3, VD4$ в прямом направлении, и начинается вторая ступень коммутации в инверторе, сопровождающаяся изменением направления тока в цепи нагрузки. Цепь нагрузки оказывается подключенной параллельно перезаряженным током обратной полярности конденсатором. Ток источника I_n перераспределяется между нагрузкой и конденсаторами, дополнительно заряжая их и вызывая изменение направления тока i_n . При этом ток диодов $VD3, VD4$ увеличивается до значения I_n , а ток диодов $VD1, VD2$ уменьшается до нуля. Напряжение на входе инвертора возрастает и превышает значение $I_n R_n$.

В момент ωt_4 коммутация инвертора полностью завершается. Далее процессы повторяются.

Благодаря отсекающим диодам конденсаторы $C1, C2$ оказываются "отделенными" от нагрузки на интервале между коммутациями и не участвуют в энергообменном процессе. На интервале коммутации происходит обмен энергией между нагрузкой и конденсаторами. Емкость конденсаторов должна быть достаточной для обеспечения необходимого времени на запирающие тиристоры. Емкость конденсаторов также определяет значение напряжения, до которого заряжаются конденсаторы. Это напряжение не должно быть слишком высоким, чтобы параметры тиристоры инвертора не превышали по напряжению.

В этой схеме внезапное изменение нагрузки или размыкание цепи вызывают высокие перенапряжения на входе инвертора, для предотвращения этого необходимо предусматривать специальную защиту. Короткие замыкания в цепи нагрузки не представляют большой опасности для тиристоры, так как ток ограничивается реактором с большой индуктивностью.

Трехфазный мостовой инвертор тока (рис. 9.14). Такие АИТ находят применение в бесколлекторном тяговом электроприводе электроподвижного состава.

Принципы устройства и работы трехфазного АИТ аналогичны рассмотренному выше однофазному АИТ. Особенностью является лишь то, что в процессе коммутации конденсаторы $C1, C3, C5$ и $C2, C4, C6$ включены в контур тока в виде двух параллельных цепей (один конденсатор и два последовательных конденсатора). Например, при коммутации тока с $VT1$ на $VT3$ конденсатор $C1$ включен параллельно с конденсаторами $C2$ и $C3$, соединенными последовательно между собой. При этом ток источника I_n распределяется по конденсаторам в соотношении $i_{c1} = 2I_n/3$ и $i_{c2} = i_{c3} = I_n/3$.

В межкоммутационный интервал перед коммутацией тиристора $VT1$ в момент $\omega t = 2\pi/3$ ток нагрузки проводят тиристоры $VT1$ и $VT2$ (рис. 9.15, а). Контур тока нагрузки замыкается через $VT1, VD1$, фазы a и $b, VD2, VT2$. Конденсаторы $C1, C5$ заряжены полярностью, указанной на рис. 9.14, а, конденсатор $C3$ разряжен. Исследуем коммутацию от момента включения $VT3$ ($\omega t = \omega t_1$ на рис. 9.14). Конденсатор $C1$ после включения $VT3$ подключен параллельно $VT1$ и запирает его обратным напряжением.

Ток нагрузки мгновенно переводится в цепь $VT3$ (см. рис. 9.15, б). Ток тиристора $VT3$ $i_{VT3} = I_n$ разделяется в отношениях 2/3 и 1/3 между конденсаторами $C1$ и $C3, C5$ (предполагаем $C1 = C2 = C3$). Постоянным током $2I_n/3$ разряжается линейно конденсатор $C1$ (интервал $\omega t_1 - \omega t_2$ на рис. 9.14). При этом через отсекающий диод $VD3$ ток не протекает до тех пор, пока напряжение u_{c1} не станет ниже значения $I_n R$ (при $L \frac{di_n}{dt} = 0$). При дальнейшем снижении u_{c1} ($I_n R - u_{c1} > 0$) потенциал анода $VD3$ становится положительным, диод открывается и его ток нарастает от нуля до значения I_n (см. рис. 9.14, интервал $\omega t_2 - \omega t_4$). Ток диода $VD1$ уменьшается от значения I_n до нуля. Сумма токов i_{VD1} и i_{VD3} равна постоянному току I_n : $i_{VD1} + i_{VD3} = 3i_{c1}/2 + I_n - 3i_{c1}/2 = I_n$ (см. схему замещения для второй ступени коммутации, рис. 9.15, в). Коммутация закончится, когда $i_{VD1} = 0$, а $i_{VD3} = I_n$ (см. рис. 9.15, в).

Коммутация проходит в две ступени: мгновенного переключения тока в тиристорах и постепенного переключения тока в цепи нагрузки. Коммутирующий конденсатор должен иметь достаточную емкость, чтобы интервал $\omega t_g = \omega t_3 - \omega t_1$ (см. рис. 9.14), предусмотренный для запирающего тиристора, был больше, чем минимальный интервал $\omega t_{g\text{min}}$, необходимый для выключения тиристора данного типа. Напряжение, на которое заряжается коммутирующий конденсатор емкостью C по окончании коммутации, определяется значением тока I_n , индуктивностью и другими параметрами нагрузки.

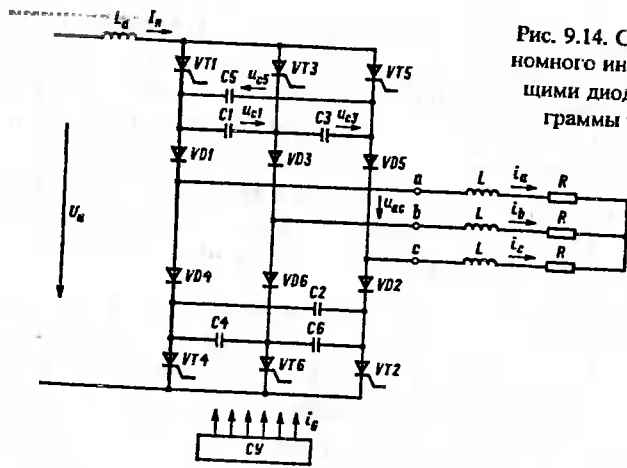
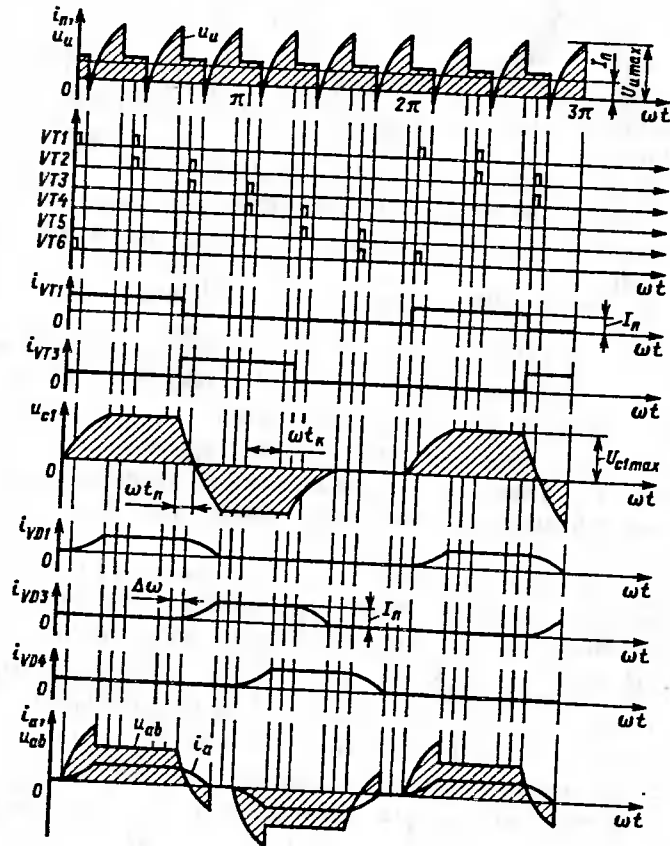


Рис. 9.14. Схема трехфазного автономного инвертора тока с отсекающими диодами и временные диаграммы токов и напряжений



Расчетные соотношения для трехфазного АИТ с отсекающими диодами [34, 35]. Предположим, что началу отсчета $\omega t = \omega t_2 = 0$ (см. рис. 9.14) соответствует момент, когда напряжение на конденсаторе $C1$ $u_{c1} = I_n R$ (начало второй ступени коммутации, см. рис. 9.15, е). Согласно второму закону Кирхгофа уравнение равновесия для замкнутого контура имеет вид:

$$u_{c1}(t) + u_{c1}(0) + I_n R - \frac{3}{2} Ri_{c1}(t) - \frac{3}{2} L \frac{di_{c1}}{dt} - \frac{3}{2} L \frac{di_{c1}}{dt} - \frac{3}{2} Ri_{c1}(t) = 0$$

или

$$-\frac{1}{C} \int_0^t i_{c1} d\omega t + 2I_n R - 3Ri_{c1} - 3L \frac{di_{c1}}{dt} = 0, \quad (9.45)$$

так как $u_{c1}(0) = I_n R$. Приняв $\tau_1 = L/R$ и $\tau_2 = CR$, начальное значение $i_{c1}(0) = \frac{2}{3} I_n$ и, применив преобразование Лапласа, получим решение для тока

$$i_{c1}(p) = \frac{p + \frac{1}{\tau_1}}{p^2 + \frac{1}{\tau_1 p} + \frac{1}{3\tau_1 \tau_2}} \frac{2I_n}{3} = \frac{\frac{p}{2} + \frac{1}{A} \frac{A}{2\tau_1}}{\left(p + \frac{1}{2\tau_1}\right)^2 + \left(\frac{A}{2\tau_1}\right)^2} \frac{4}{3} I_n, \quad (9.46)$$

где

$$\left(\frac{A}{2\tau_1}\right)^2 = \frac{1}{3\tau_1 \tau_2} - \left(\frac{1}{2\tau_1}\right)^2,$$

откуда

$$A = \sqrt{\frac{4\tau_1}{3\tau_2} - 1} = \sqrt{\frac{4L}{3R^2C} - 1} = \frac{2}{R} \sqrt{\omega_0^2 - \left(\frac{R^2}{2}\right)^2}. \quad (9.47)$$

Постоянная A является мнимой частью комплексно сопряженных корней квадратного уравнения, стоящего в знаменателе первого выражения (9.46). Для докритического затухания должно выполняться условие $A^2 > 0$, т. е.

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} = \frac{L}{R^2 C} > \frac{3}{4}, \quad \text{откуда} \quad R < 2\sqrt{\frac{L}{3C}}.$$

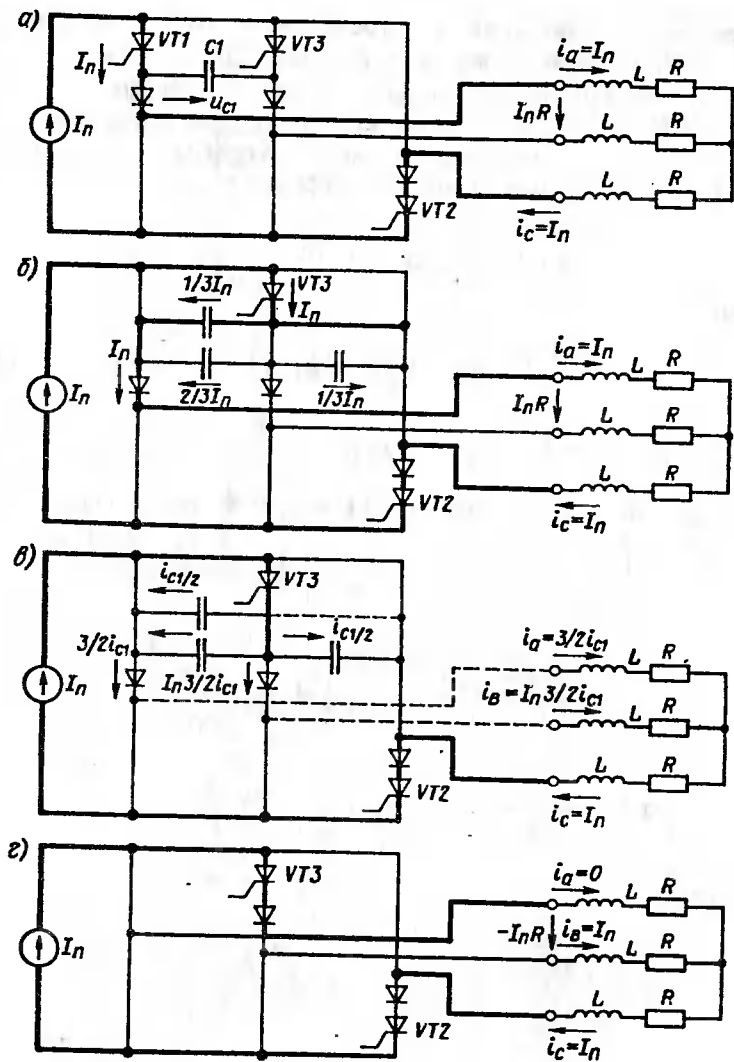


Рис. 9.15. Схемы замещения АИТ с отсекающими диодами при зависимой двухступенчатой междуфазной коммутации:
 а — цепи до начала коммутации; б — на первой ступени коммутации; в — на второй ступени коммутации; г — цепи после коммутации

Обратным преобразованием Лапласа выражения (9.46) получим

$$i_{c1} = \frac{4}{3} I_n \left[\frac{1}{2} \left(\cos \frac{A}{2\tau_1} t - \frac{1}{A} \sin \frac{A}{2\tau_1} t \right) e^{-\frac{t}{2\tau_1}} + \frac{1}{A} e^{-\frac{t}{2\tau_1}} \sin \frac{A}{2\tau_1} t \right]. \quad (9.48)$$

После преобразований выражение для тока конденсатора имеет вид:

$$i_{c1} = \frac{2I_n}{3} k e^{-\frac{R}{2L} t} \sin \left(A \frac{R}{2L} t + \varphi \right), \quad (9.49)$$

где

$$k = \sqrt{\frac{1+A^2}{A}} = 2 \sqrt{\frac{L}{4L-3CR^2}}; \quad (9.50)$$

$$\varphi = \text{arctg } A. \quad (9.51)$$

Для момента $\omega t = \omega t_4$ (см. рис. 9.14) ток перезаряда конденсатора $C1$ $i_{c1} = 0$. Дальнейшему изменению тока препятствует отсекающий диод $VD1$ (см. рис. 9.15, в). С учетом направления тока это условие выполняется в равенстве (9.49) при $A \frac{R}{2L} t + \varphi = \pi$, где для принятого начала отсчета $t = t_k$, t_k — временной интервал второй ступени коммутации:

$$t_k = \frac{2L}{AR} (\pi - \text{arctg } A). \quad (9.52)$$

Минимальное напряжение на конденсаторе (см. рис. 9.14)

$$U_{c1\min} = -RI_n \left(1 + \sqrt{1+A^2} e^{-\frac{\pi - \text{arctg } A}{A}} \right) = -I_n \left(R + 2 \sqrt{\frac{L}{3C}} e^{-\frac{\pi - \text{arctg } A}{A}} \right). \quad (9.53)$$

Максимальное напряжение на конденсаторе $U_{c1\max}$ достигается при двукратном заряде конденсатора на одном периоде при коммутации $VT3$ и $VT5$. Его абсолютное значение $U_{c1\min}$ прямо пропорционально току I_n источника и обратно пропорционально корню квадратному коммутирующей емкости.

Время Δt линейного снижения напряжения U до значения $I_n R$ (интервал $\Delta \omega t$ на рис. 9.14) получим из уравнения (9.53):

$$U_{c1\max} - I_n R = I_n R \sqrt{1 + A^2} e^{-\frac{\pi - \arctg A}{A}} = \frac{2}{3} I_n \frac{1}{C} \Delta t,$$

откуда

$$\Delta t = \sqrt{3LC} e^{-\frac{\pi - \arctg A}{A}}. \quad (9.54)$$

Время, необходимое для запираания тиристора t_n (на рис. 9.14, б интервал ωt_n), находим из соотношения $\frac{t_n - \Delta t}{t_n} = \frac{I_n R}{U_{c1\max}}$, откуда

$$t_n = \Delta t / \left(1 - \frac{I_n R}{U_{c1\max}}\right).$$

После преобразований получено условие устойчивой коммутации тиристора:

$$t_n = \frac{3}{2} RC + \sqrt{3LC} e^{-\frac{\pi - \arctg A}{A}} > t_q, \quad (9.55)$$

где t_q — время выключения конкретного типа тиристора.

Общее время коммутации АИТ:

$$t_n = \Delta t + t_k = \sqrt{3LC} e^{-\frac{\pi - \arctg A}{A}} + \frac{2L(\pi - \arctg A)}{R}. \quad (9.56)$$

Время коммутации не зависит от значения тока I_n источника, а является сложной функцией параметров нагрузки и коммутирующих цепей.

Максимальное превышение напряжения на нагрузке (пик) по сравнению с $I_n R$ достигается в момент времени $t = t_k$ (на рис. 9.14 момент ωt_k), когда

$$U_n(t_k) = \frac{3}{2} L \left(\frac{di_{cl}}{dt}\right)_{t=t_k} = -I_n \sqrt{\frac{L}{3C}} e^{-\frac{\pi - \arctg A}{A}}. \quad (9.57)$$

Максимальное напряжение на входе АИТ

$$U_{n\max} = I_n \left(2R + \sqrt{\frac{L}{3C}} e^{-\frac{\pi - \arctg A}{A}}\right). \quad (9.58)$$

При заданных параметрах схемы максимальное напряжение прямо пропорционально току источника.

Напряжение, прикладываемое к диодам в обратном направлении, определяется алгебраической суммой линейного напряжения и напряжения на соответствующем конденсаторе. Максимальное значение этого напряжения равно превышению напряжения, определяемому по формуле (9.57). А максимальное напряжение, прикладываемое к тиристорам в прямом направлении, равно максимальному линейному напряжению и может быть рассчитано по формуле (9.58).

Эффективные токи тиристорov, диодов и нагрузки соответственно

$$I_{VT} = \frac{I_n}{\sqrt{3}}; \quad (9.59)$$

$$I_{VD} = I_n \sqrt{\frac{1}{3} \left(1 - \frac{t_n}{T}\right)}; \quad (9.60)$$

$$I_n = I_n \sqrt{\frac{2}{3} \left(1 - \frac{t_n}{T}\right)}, \quad (9.61)$$

где T — период изменения тока нагрузки.

Максимальная частота АИТ $f_{\max} = 1/T_{\min}$ ограничена и значительно меньше, чем у АИН. Это вызывается продолжительным временем коммутации t_n , которое в основном зависит от значительной емкости коммутирующих конденсаторов. Вследствие этого в АИТ трудно получить широтное или широтно-импульсное регулирование выходного тока. Для АИТ возможно только амплитудное регулирование входного тока.

Пример 9.2. Определить параметры схемы трехфазного АИТ с отсекающими диодами и зависимой междуфазной коммутацией при работе на RL -нагрузку, $R = 0,5$ Ом, $L = 10^{-3}$ Гн, ток источника питания (входной ток инвертора) $I_n = 1000$ А. Частота выходного тока $f = 50$ Гц.

Наибольшее значение емкости коммутирующего конденсатора по условию затухания $C < \frac{4L}{3R^2} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 0,5^2} = 5,33 \cdot 10^{-3}$ Ф. Примем $C = 500$ мкФ. Тогда

$$A = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{L}{R^2 C} - 1} = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{10^{-3}}{0,5^2 \cdot 500 \cdot 10^{-6}} - 1} = \sqrt{10,66 - 1} = 3,1.$$

При этом время, необходимое для запираания тиристорov,

$$t_n = \frac{3}{2} RC + \sqrt{3LC} e^{-\frac{\pi - \arctg A}{A}} = \frac{3}{2} 0,5 \cdot 500 \cdot 10^{-6} + \frac{3 \cdot 14 - 1,26}{3,1} \cdot 3 \cdot 10^{-3} \cdot 500 \cdot 10^{-6} = 375 \cdot 10^{-6} + 1200 \cdot 10^{-6} \cdot e^{-0,61} = 1027 \text{ мкс.}$$

Общее время коммутации

$$t_n = \sqrt{3LC} e^{-\frac{\pi - \arctg A}{A}} + \frac{2L(\pi - \arctg A)}{R} = \sqrt{3 \cdot 10^{-3} \cdot 500 \cdot 10^{-6}} \times e^{-\frac{3,14 - 2,16}{3,1}} + \frac{2 \cdot 10^{-3} (3,14 - 2,16)}{0,5} = 648 \cdot 10^{-6} + 2,44 \cdot 10^{-3} = 3088 \text{ мкс.}$$

Максимальная допустимая частота АИТ

$$f_{\max} = \frac{1}{6t_{\text{н}}} = \frac{1}{6 \cdot 3088 \cdot 10^{-6}} = 53,9 \text{ Гц.}$$

Максимальное импульсное напряжение на входе инвертора

$$U_{\text{пmax}} = I_{\text{п}} \left(2R + \sqrt{\frac{L}{3C}} e^{-\frac{\pi - \arctg A}{A}} \right) = 1000 \left(2 \cdot 0,5 + \sqrt{\frac{10^{-3}}{3 \cdot 500 \cdot 10^{-6}}} \times e^{\frac{3,14 - 2,16}{3,1}} \right) = 1000 (1,0 + 0,44) = 1440 \text{ В.}$$

Снизим емкость коммутирующего конденсатора и примем $C = 100 \text{ мкФ}$. Тогда

$$A = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{10^{-3}}{0,5^2 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}} - 1 = 7,1;$$

$$t_{\text{п}} = \frac{3}{2} 0,5 \cdot 500 \cdot 10^{-6} + \sqrt{3 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \times$$

$$\times e^{-\frac{3,14 - 2,16}{3,1}} = 0,033 \cdot 10^{-3} + 0,43 \cdot 10^{-3} = 463 \text{ мкс,}$$

$$t_{\text{н}} = 0,43 \cdot 10^{-3} + \frac{2 \cdot 10^{-3}}{0,5} \left(\frac{3,14 - 1,45}{7,3} \right) = 0,43 \cdot 10^{-3} + 3,16 \cdot 10^{-3} = 3590 \text{ мкс;}$$

$$f_{\max} = \frac{1}{6 \cdot 3590 \cdot 10^{-6}} = 46,4 \text{ Гц;}$$

$$U_{\text{пmax}} = 1000 \left(2 \cdot 0,5 + \sqrt{\frac{10^{-3}}{3 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}} e^{-\frac{3,14 - 2,16}{3,1}} \right) = 1000 + 1440 = 2440 \text{ В.}$$

Уменьшение значения емкости коммутирующего конденсатора в 5 раз привело к росту перенапряжения на конденсаторах в 3 раза. При этом изменилось время на выключение тиристоров. При выборе емкости следует учитывать характеристики используемых тиристоров и конденсаторов по общим показателям наименьших затрат.

Схемы трехфазных АИТ. Рассмотренная выше схема трехфазного АИТ является наиболее простой и широко применяемой. Однако ей присущи некоторые недостатки, главными из них являются: значительное время коммутации вследствие затягивания перезаряда коммутирующих конденсаторов; высокие перенапряжения на тиристорах, дополнительные потери в отсекающих диодах. Имеются другие схемы АИТ (рис. 9.16) [24]. Существует достаточно большая группа схем

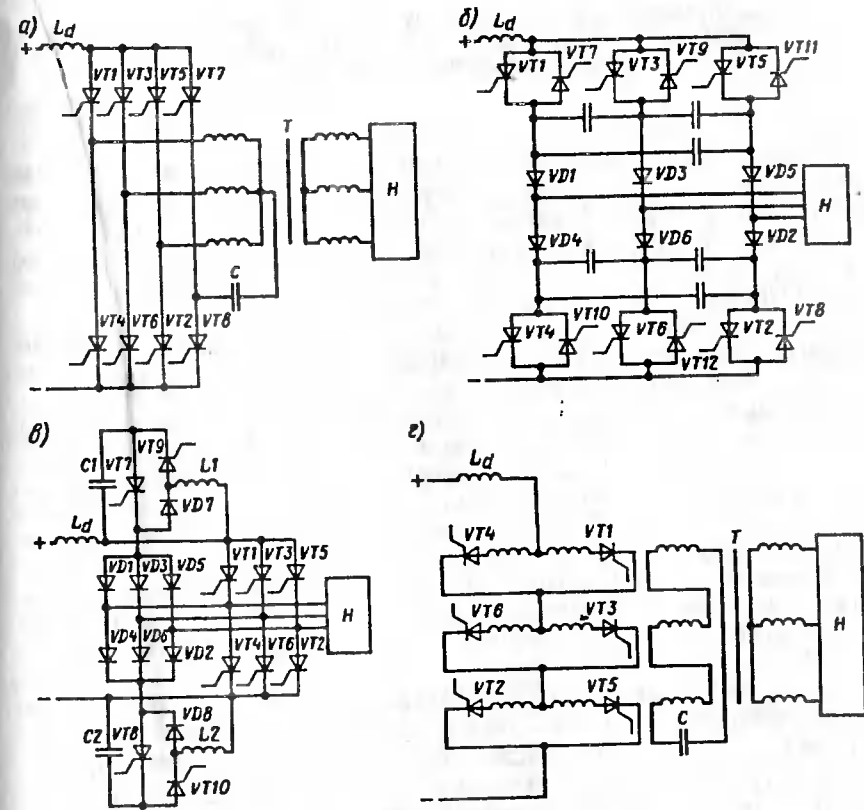


Рис. 9.16. Схемы трехфазных АИТ:
а — схема Саба-Каганова; б — с ускоренным перезарядом; в — с групповыми устройствами коммутации; г — с одноступенчатой коммутацией Ю. Г. Толстова

АИТ с двухступенчатой коммутацией, например схема Саба-Каганова (рис. 9.16, а). Отличительная особенность схем с двухступенчатой коммутацией состоит в том, что коммутация осуществляется в две ступени: на первой ступени ток с основного тиристора ($VT1-VT6$) переводится с помощью предварительно заряженного конденсатора C на вспомогательный тиристор ($VT7, VT8$); на второй ступени с вспомогательного тиристора — на очередной основной тиристор. Эта схема обладает двумя недостатками: для ее реализации требуется трансформатор T с выведенной нулевой точкой; коммутация тока из-за наличия индуктивности нагрузки и трансформатора длительна. Возможна схема без трансформатора. В этом случае между парой вспомогательных тиристоров и каждой фазой включается отдельный конденсатор.

9.4. ПРИМЕНЕНИЕ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ В ТЯГОВОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С АСИНХРОННЫМИ И СИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

Схемы современного электроподвижного состава с автономными инверторами и асинхронными двигателями. Двухсекционный электропоезд ВЛ80А с осевой формулой $2(2_0 - 2_0)$ мощностью 9600 кВт, конструкционной скоростью 110 км/ч, силой тяги в часовом режиме 447 кН, скоростью 72 км/ч (рис. 9.17) был первым магистральным локомотивом с бесколлекторным приводом (Россия) [29].

Каждая секция электропоезда оборудована четырьмя асинхронными тяговыми двигателями (АТД) мощностью 1200 кВт каждый. Два двигателя одной двухосной тележки получают питание от преобразователя частоты, состоящего из выпрямителя, LC-фильтра в контуре постоянного тока и двух автономных инверторов напряжения. Частота тока статора АТД задается системой управления инвертором с обратной связью по частоте вращения ротора и заданной частоте тока ротора: $f_1 = f_{вр} + f_2$. Напряжение статорной цепи U_1 регулируется примерно пропорционально частоте ($U_1/f_1 = \text{const}$) посредством переключения числа витков вторичной обмотки трансформатора с помощью электрического группового контактора (ЭКГ) и плавного межступенчатого регулирования посредством тиристорных ветвей выпрямительных установок.

Схема ВВП электропоезда ВЛ80А представляет собой трехфазную схему с общим на три фазы устройством принудительной конденсаторной коммутации, амплитудным способом регулирования напряжения и устройством заряда конденсаторов от отдельной вторичной обмотки трансформатора напряжения 900 В. Это устройство позволяет сохранять коммутирующую способность инвертора при больших пусковых токах и низком входном напряжении U_d .

Конструктивно ВВП выполнен в виде шкафов с главными и коммутирующими тиристорами и обратными диодами, имеющими воздушное охлаждение. Первые образцы АИН для опытного электроподвижного состава выполнялись на тиристорах с невысоким предельным током и низкого класса по напряжению, что требовало применять сложные схемы группового включения тириستоров. Это значительно снижало надежность АИН и технико-экономические показатели. Масса и размеры устройств принудительной конденсаторной коммутации были не менее силовых тиристорных шкафов. По мере усовершенствования силовых тиристорных разработчики стремились сделать АИН с одним тиристором в плече.

Появление запираемых тиристоров (ГТО) на предельные токи до 3 кА 45-го класса позволило совершить качественный скачок в создании АИН для электроподвижного состава, применить схему с одним тиристором в плече и отказаться от устройств принудительной конденсаторной коммутации. Это позволило существенно улучшить все

показатели асинхронного тягового привода [31, 33]. Конфигурация высокоскоростного поезда ICE (Inter City Express) (рис. 9.18) может изменяться в результате изменения числа прицепных вагонов. В голове и хвосте поезда включается электровоз. Общая мощность двух электровозов в поезде 9600 кВт, максимальная скорость движения 250 км/ч. Масса шкафа одного ПЧ 3500 кг, объем 6 м³.

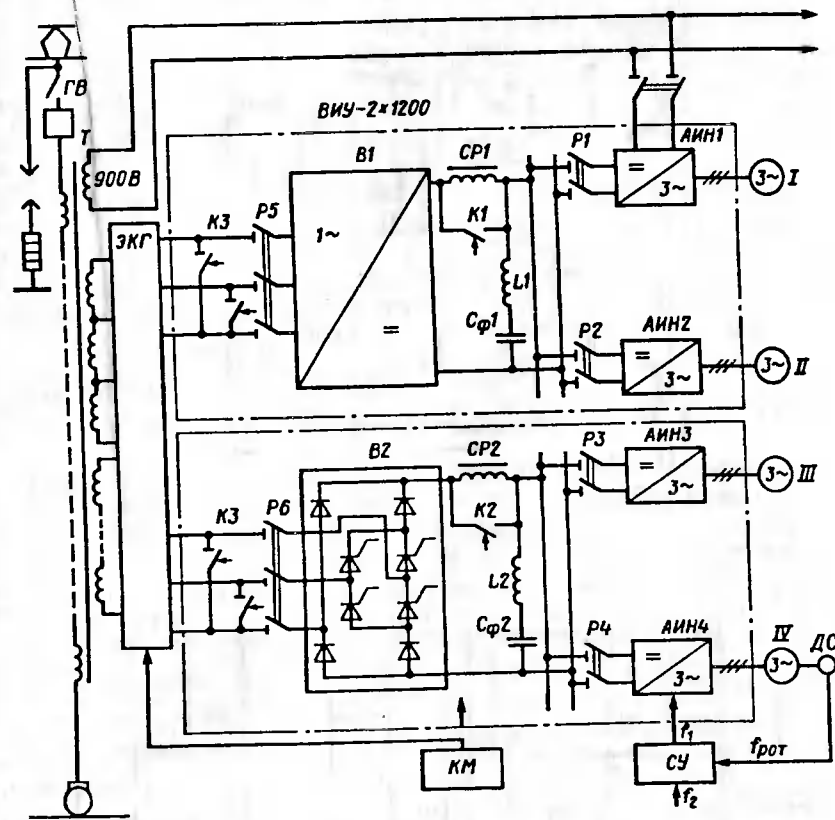


Рис. 9.17. Схема одной секции электропоезда $2(2_0-2_0)$ ВЛ80А: ГВ — главный выключатель; Т — тяговый трансформатор ОЦР5600/25 (мощностью 5600 кВА, $U_1=2060$ В; $I_2=2400$ А); ВПУ-2х1200 — выпрямительно-инверторная установка (преобразователь частоты с промежуточным контуром постоянного тока); АИН1—АИН4 — автономные инверторы частоты (мощностью 1200 кВт, $U_1=0+1450$ В, $f_1=0,5+140$ Гц, $U_d=0+1870$ В); I, II, III, IV — асинхронные тяговые двигатели (АТД) НБ602 ($P=1200$ кВт, $U_d=750$ В, $I_d=680$ А, $\cos \varphi=0,835$, $f_{ном}=94$ Гц, $f_{2ном} = 1$ Гц, $M=8250$ Нм, $\eta=0,94$, $\mu=4,4$, $m=3900$ кг, $n=1410$ об/мин, $2p=8$); CP1, CP2 — фильтрующие реакторы РС32 ($L_H=4$ мГ, $I_H=1850$ А); ДС — датчик скорости; $f_{рот}$, f_2 , f_1 — соответственно частоты вращения ротора, тока в роторе, тока в статоре; СУ — схема управления; КМ — контроллер машиниста; КЗ — короткозамыкатели; L1, L2 — дроссели; Cφ1, Cφ2 — конденсаторы фильтра; P1—P6 — разъединители; ЭКГ — групповой переключатель

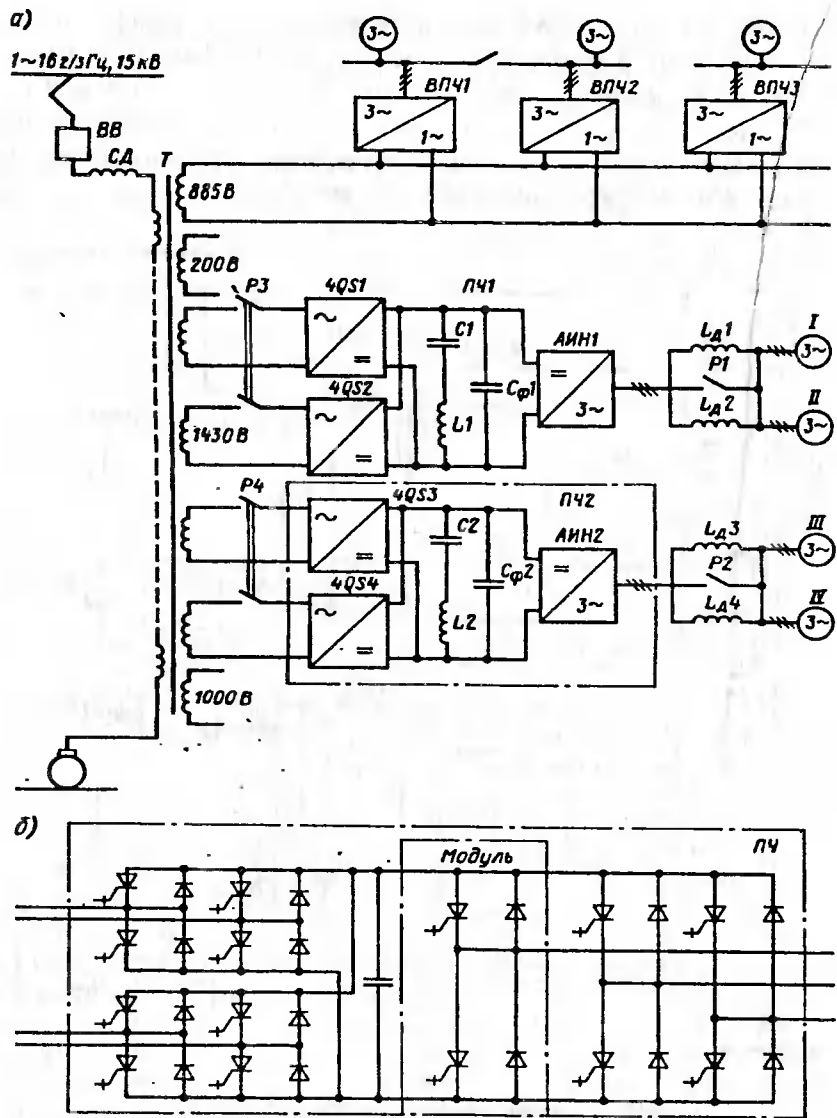


Рис. 9.18. Схемы электровоза (а) высокоскоростного поезда ICE с АТД и преобразователями частоты на GTO-тиристорах и преобразователя (б) частоты на GTO-тиристорах на ток 3500 А напряжением 4500 В:

ВВ — высоковольтный выключатель; Т — тяговый трансформатор; ПЧ1, ПЧ2 — преобразователь частоты; СД — сглаживающий дроссель; P1-P4 — разъединители; 4QS1-4QS4 — четырехквadrантные преобразователи; C1, C2, Cφ1, Cφ2 — конденсаторы фильтра; L1, L2 — дроссели; АИИ1, АИИ2 — автономные инверторы напряжения; Lд1-Lд4 — дроссели тяговых двигателей; I-IV — асинхронные тяговые двигатели; ВПЧ1-ВПЧ3 — преобразователи частоты вспомогательных потребителей электровоза

На базе рассмотренной концепции преобразовательной техники с АИН, обладающей высокой гибкостью реализации конкретного типа электроподвижного состава, созданы образцы многосистемного электрического подвижного состава на две, три и более системы тока в тяговой сети. Особенно важным для российских железных дорог является создание электроподвижного состава с АТД на две системы тока: однофазного переменного тока напряжением 25 кВ, 50 Гц (или 15 кВ, 16 2/3 Гц) и постоянного тока 3 кВ.

Двухсистемный электровоз серии 1822 Австрийских федеральных железных дорог (рис. 9.19) предназначен для выполнения перевозок в тяжелых условиях горных альпийских участков железных дорог. Он имеет следующие технические данные: формулу 2₀ + 2₀, мощность в тяговом режиме и в режиме рекуперативного торможения 4400 кВт, конструкционную скорость 140 км/ч, напряжение промежуточного контура постоянного тока 3500 В. Преобразователь частоты состоит из входных преобразователей 4QS, промежуточного контура постоянного тока и автономных инверторов напряжения с ШИМ. Особенностью является применение трехточечной схемы [25], которая характеризуется тем, что в промежуточной цепи доступна средняя точка. Благодаря этому можно реализовать схему последовательного соединения двух GTO тиристоров 45-го класса и обеспечить надежную работу АИН при питании от контактной сети постоянного тока с максимальным напряжением 4,2 кВ.

Перспективные системы электрической тяги с использованием технологий тиристорных преобразователей с автономными инверторами. Современные железные дороги электрифицируются в основном на однофазном токе напряжением 25 кВ частотой 50 Гц. Используется также усиленная система напряжением 2 × 25 кВ частотой 50 Гц. Преимущественное применение системы однофазного тока обусловлено тем, что электрические железные дороги постоянного тока из-за низкого напряжения в тяговой сети (3000 В) снижают показатели пропускной и провозной способностей железных дорог. Для них возрастает расход цветных металлов (большое сечение контактной подвески), применяется частое расположение тяговых подстанций с расстояниями между ними до 8—10 км, необходимо обеспечивать устойчивый токосъем при больших токах, что при высоких скоростях выполнить трудно.

Альтернативное решение электроснабжения поездов однофазным током также не лишено недостатков: отрицательное влияние на питающую энергосистему из-за несимметричности нагрузки, на смежные электротехнические устройства из-за наведенных ЭДС, значительные потери напряжения в тяговой сети и др. Эффективнее применять электрическую тягу постоянного тока высокого напряжения, в том числе 12, 18, 24 кВ в контактной сети. Реализация системы электроснабжения постоянного тока напряжением до 24 кВ не вызывает технических трудностей. Принципиально новым является создание

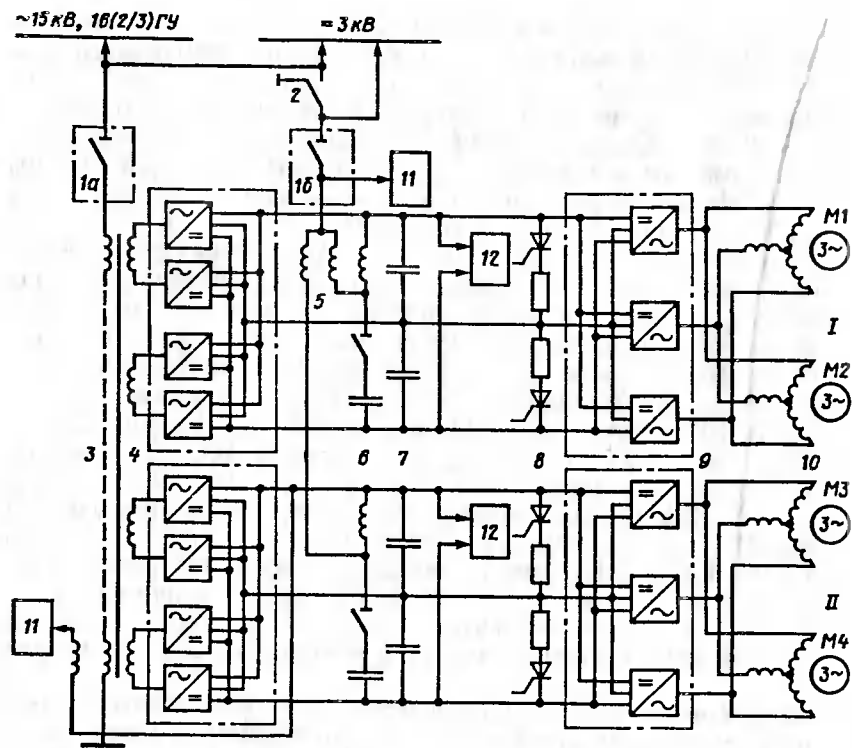


Рис. 9.19. Схема силовых цепей двухсистемного электровоза серии 1822 железных дорог Австрии:

1а, 1б — главные выключатели для работы на переменном и постоянном токе; 2 — системный переключатель; 3 — тяговый (преобразовательный) трансформатор; 4 — четырехквadrанный преобразователь; 5 — входной дроссель; 6 — резонансный контур; 7 — конденсаторы фильтра; 8 — тормозные резисторы; 9 — автономные инверторы напряжения с ШИМ; 10 — АТД М1-М4; 11 — система отопления поезда; 12 — автономный инвертор бортовой сети

электроподвижного состава постоянного тока высокого напряжения. Такие эксперименты были проведены в нашей стране в 70-х годах при напряжении в контактной сети 6 кВ. Однако они были приостановлены в связи с отсутствием в то время необходимых средств преобразовательной техники.

Современные силовые полупроводниковые приборы и новые схемотехнические решения позволяют создавать электроподвижной состав постоянного тока на напряжения до 24 кВ. Система преобразования электроэнергии постоянного тока высокого напряжения в энергию трехфазного тока для питания АТД на электроподвижном составе (рис. 9.20) позволяет на современной элементной базе создать универсальный электроподвижной состав для новой системы электро-

снабжения. При этом эффективные решения могут быть реализованы на основе типовых преобразовательных модулей, выполненных на запираемых (GTO) тиристорах.

Существует также распределенная система электроснабжения постоянного тока с продольной питающей линией напряжением 24—36 кВ, проложенной между подстанциями на опорах контактной

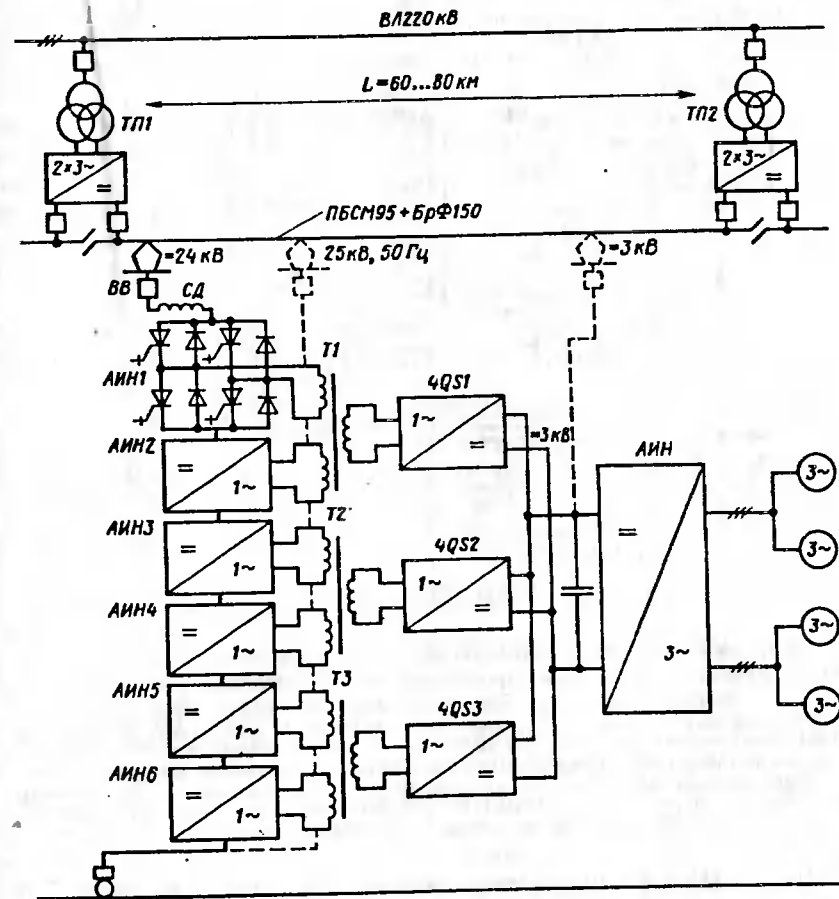


Рис. 9.20. Схема системы электрической тяги постоянного тока напряжением в контактной сети 24 кВ и многосистемным ЭПС с АТД и преобразователями модульной концепции на GTO-тиристорах:

ТП1, ТП2 — тяговые подстанции ПБСМ95+БрФ150 — контактная подвеска из биметаллического несущего троса и бронзового контактного провода; ВВ — высоковольтный выключатель; СД — сглаживающий дроссель; АИН1-АИН6 — автономные инверторы напряжения входные; ТТ1-ТТ3 — тяговые трансформаторы; 4QS1-4QS4 — четырехквadrанные преобразователи; АИН — автономный инвертор напряжения выходной

10. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК ДРУГИХ ПАРАМЕТРОВ

10.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК ДРУГИХ ПАРАМЕТРОВ

Применение преобразователей частоты в электроэнергетике и в системе электрической тяги. Полупроводниковые преобразователи переменного тока одних параметров (число фаз, напряжение, частота) в переменный ток других параметров служат, главным образом, для преобразования энергии однофазного или многофазного тока одной частоты в энергию однофазного или многофазного тока другой частоты, в большинстве случаев регулируемой. Такие преобразователи называются *преобразователями частоты* и служат, как правило, для питания двигателей трехфазного тока с регулируемой частотой вращения вала. При питании частотно-регулируемых двигателей одновременно с регулированием частоты согласованно изменяется напряжение. Поэтому преобразователи частоты являются в сущности преобразователями частоты и напряжения.

В ряде случаев требуется регулирование лишь напряжения при постоянной частоте. Такие преобразователи могут служить регуляторами напряжения. Простейшие регуляторы напряжения используются в качестве бесконтактных коммутаторов, применяемых вместо выключателей и переключателей в цепях однофазного и трехфазного тока.

Особую группу преобразователей переменного тока составляют компенсаторы реактивной мощности.

Полупроводниковые преобразователи частоты применяются на современном электроподвижном составе и в автономных локомотивах с тяговыми двигателями трехфазного тока для преобразования электрической энергии, получаемой из тяговой сети или от собственной энергетической установки, в энергию трехфазного тока регулируемой частоты и напряжения. В устройствах электроснабжения электрических железных дорог преобразователи частоты находят применение в системе электрической тяги однофазного тока пониженной частоты (Германия, Австрия) для преобразования трехфазного тока частотой 50 Гц в однофазный переменный ток частотой $16\frac{2}{3}$ Гц.

Классификация преобразователей (рис. 10.1). Все виды преобразователей переменного тока в переменный ток других показателей по функциональному назначению разделяются на регуляторы напряжения, преобразователи частоты, коммутаторы (выключатели) и регуляторы реактивной энергии. По числу фаз различают трехфазно-однофазные, трехфазно-трехфазные, однофазно-однофазные и однофазно-трехфазные преобразователи.

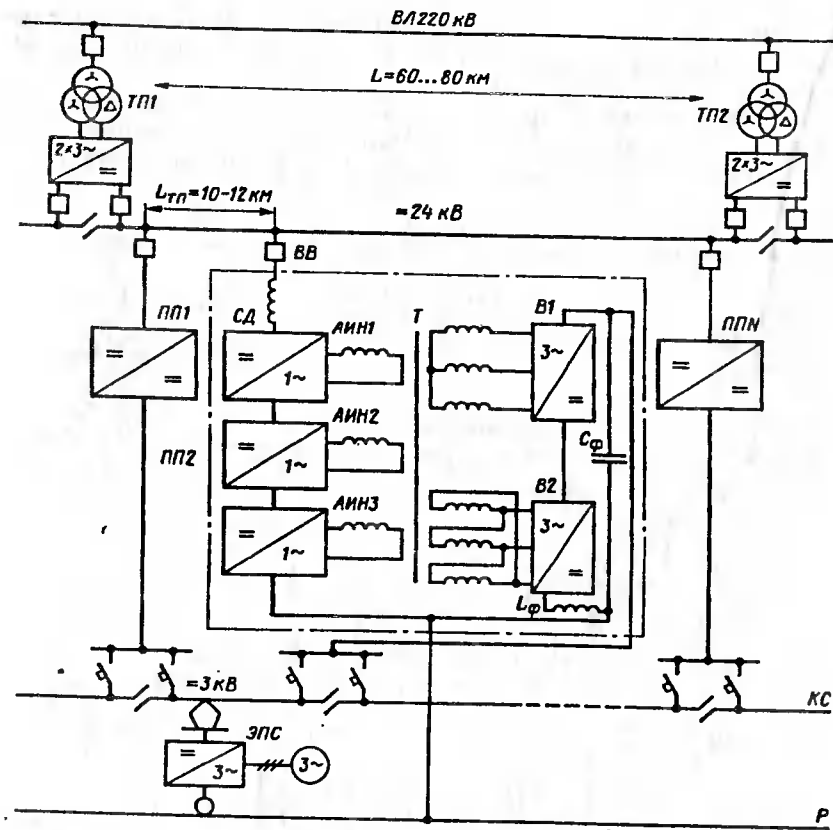


Рис. 9.21. Схема системы распределенного электроснабжения постоянного тока напряжением 3 кВ в контактной сети с продольной линией постоянного тока 24–36 кВ и автоматическими преобразовательными пунктами питания:
 ТП1, ТП2 — тяговые подстанции; ВВ — высоковольтный выключатель; ПП1, ПП2 — ППН — автоматические преобразовательные пункты питания; СД — сглаживающий дроссель; АИН1–АИН3 — автономные инверторы напряжения; Т — понижающий преобразовательный трансформатор; В1, В2 — трехфазные мостовые выпрямители, соединенные по 12-пульсовой схеме; C_ϕ , T_ϕ — элементы сглаживающего фильтра; КС — контактная сеть постоянного тока напряжением 3 кВ; Р — рельсы; ЭПС — электроподвижной состав постоянного тока 3 кВ

сети (рис. 9.21). От продольной линии постоянного тока с помощью автоматических пунктов питания напряжением 24/3 кВ получает питание контактная сеть.

Такая распределенная система электроснабжения постоянного тока 3 кВ для обычных (не высокоскоростных) линий обеспечивает высокие показатели по экономичности и надежности, и позволяет снять ограничения по устройствам электроснабжения, расширяет использование установленных энергетических мощностей электрической железной дороги, присоединенных к системе внешнего электроснабжения.

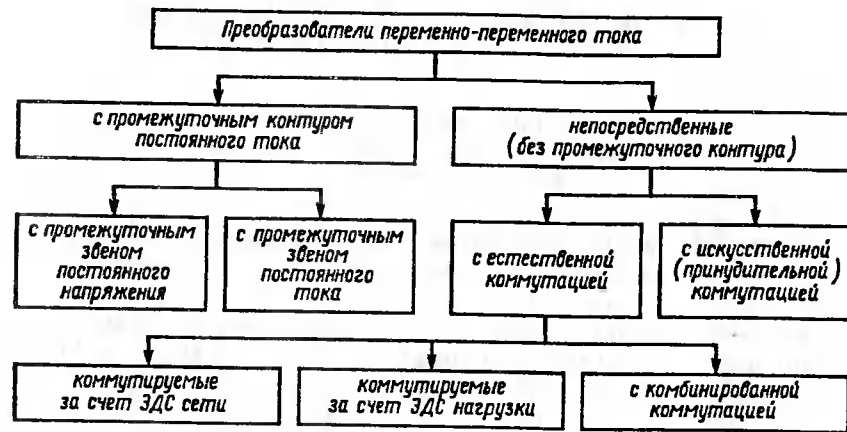


Рис. 10.1. Структурная схема классификации полупроводниковых преобразователей переменного тока в переменный ток

Преобразователи частоты могут быть реализованы в виде схемы с промежуточным контуром постоянного тока и без промежуточного контура постоянного тока с непосредственной связью входной и выходной цепей переменного тока посредством группы полупроводниковых приборов.

Преобразователи с промежуточным контуром постоянного тока представляют собой сложные двухступенчатые преобразователи, включающие в себя входной преобразователь в виде управляемого или неуправляемого выпрямителя, промежуточного звена с фильтром и выходного преобразователя в виде автономного инвертора напряжения или тока. В зависимости от типа автономного инвертора контур постоянного тока выполняется как звено, обеспечивающее постоянное напряжение (обычно C или LC -фильтр), или как звено, поддерживающее постоянство тока (фильтр в виде реактора со значительной индуктивностью). Такие преобразователи применяются на современных электровозах и электропоездах переменного тока с асинхронными и синхронными тяговыми двигателями трехфазного тока, а также на тепловозах.

Непосредственные преобразователи, обеспечивающие связь двух сетей (цепей) могут выполняться по схемам, в которых в процессе преобразования частоты и напряжения выключение управляемых полупроводниковых приборов в необходимые моменты времени осуществляется благодаря наличию ЭДС сети, приложенной к приборам в обратном направлении, как в выпрямителях с сетевой коммутацией. Вместо ЭДС питающей сети роль коммутирующей может выполнять ЭДС нагрузки, например вращающейся перевозбужденной синхрон-

ной машины. Возможно совместное использование в качестве источников коммутирующей ЭДС питающей сети и цепи нагрузки (комбинированная естественная коммутация).

Наиболее простыми и распространенными в электроэнергетике являются непосредственные преобразователи с сетевой коммутацией, среди которых важную роль играют непосредственные преобразователи частоты (НПЧ), которые в иностранной литературе называются *циклоконверторами*. Эти преобразователи имеют недостатки, связанные с трудностями плавного регулирования частоты, что ограничивает их применение в тяговом электроприводе. Частота на выходе НПЧ может изменяться дискретно, а максимальное ее значение не может превышать $1/3$ частоты питающей сети.

Для устранения указанных недостатков в непосредственных преобразователях одноперационные тиристоры применяют с устройствами принудительной коммутации или используют запираемые тиристоры или силовые транзисторы. Такие непосредственные преобразователи с искусственной (принудительной) коммутацией часто выполняются по схеме с неявным внутренним контуром постоянного тока. Они по сложности сравнимы с преобразователями с промежуточным контуром постоянного тока.

10.2. РЕГУЛЯТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ И КОММУТАТОРЫ

Полупроводниковые устройства, заменяющие трансформаторы и контактную переключательную аппаратуру и в ряде случаев расширяющие ее возможные функции, обычно относят к электронным аппаратам.

Основным назначением регуляторов является плавное изменение эффективного значения напряжения на нагрузке. В однофазном тиристорном регуляторе (рис. 10.2). При изменении угла управления α напряжение на нагрузке также изменяется.

При резистивной (активной) нагрузке среднее значение напряжения за половину периода

$$U_{\text{нсп}} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (10.1)$$

Эффективное напряжение, прикладываемое к нагрузке,

$$U_{\text{нэф}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2} U \sin \omega t)^2 d\omega t} = \sqrt{2} U \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{4\pi}}. \quad (10.2)$$

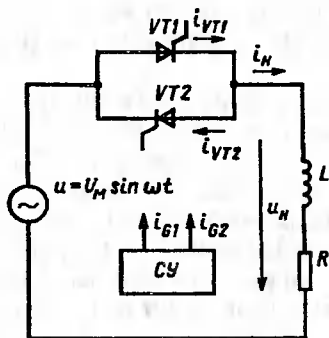


Рис. 10.2. Схема однофазного тиристорного регулятора и временные диаграммы его работы

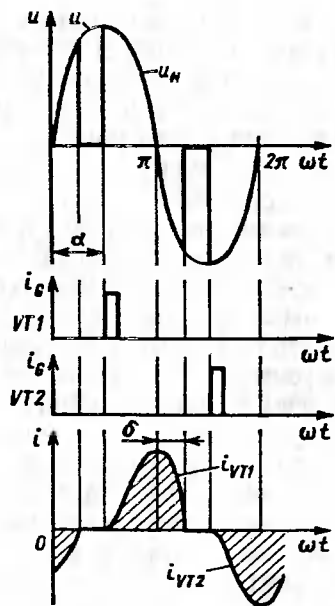
В этой схеме с RL -нагрузкой ток продолжает протекать через тиристор, выходящий из работы, на интервале, измеряемом углом δ , под действием ЭДС самоиндукции цепи нагрузки. Аналитическое выражение для определения тока тиристора имеет вид:

$$i_{VT} = \frac{\sqrt{2}U}{Z_n} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) \exp \frac{\alpha - \omega t}{\text{tg} \varphi} \right]. \quad (10.3)$$

Здесь $\varphi \leq \omega t \leq (\varphi + \pi)$; $Z_n = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$; $\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R}$.

Если угол управления $\alpha < \varphi$, то в цепи нагрузки протекает непрерывный ток. При этом на тиристоры необходимо подавать сигнал управления длительностью $\pi - \alpha$, потому что переход тока через нуль происходит после подачи сигнала управления на очередной тиристор.

Рассмотрим однофазный регулятор на симметричном тиристоре с позиционным регулированием (рис. 10.3). Позиционные регуляторы можно применять в устройствах, в которых гармонический состав напряжения нагрузки не имеет значения, например в тиристорных регуляторах системы отопления. Включение и выключение симмет-



ричного тиристора происходит в начале и в конце полупериода питающего напряжения в бестоковую паузу. Число полупериодов напряжения, прикладываемого к нагрузке, изменяется от одного до N полупериодов, укладываемых в интервал ωT_p . При этом напряжение и мощность на выходе регулятора

$$U_n = U \sqrt{\frac{n}{N}}; \quad P_n = \frac{U^2 n}{RN}, \quad (10.4)$$

где U — эффективное напряжение источника; n, N — соответственно число полупериодов включенного состояния тиристора на интервале $t_{вкл}$ и укладываемых в интервале T_p .

Позиционный регулятор может быть использован как бесконтактный выключатель.

Схема трехфазного тиристорного регулятора напряжения при работе на резистивную нагрузку (рис. 10.4) имеет два одновременно проводящих тиристора. При этом можно выделить две характерные зоны регулирования: с непрерывным напряжением на нагрузке ($\pi/6 \leq \alpha \leq \pi/2$, см. рис. 10.4, з) и с прерывистым напряжением ($\pi/2 \leq \alpha \leq 5\pi/6$, см. рис. 10.4, д). В первой зоне в каждый момент времени ток протекает по двум фазным нагрузкам, находящимся в последовательной цепи линейного напряжения, максимального по модулю в момент включения очередного тиристора. Например, на интервале $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$ для $\alpha = \pi/3$ при подаче сигналов управления на $VT1$ и $VT6$ в момент $\omega t = \pi/3$ максимальным является линейное напряжение u_{ab} . Поэтому ток замыкается по цепи резисторов R_a и R_b

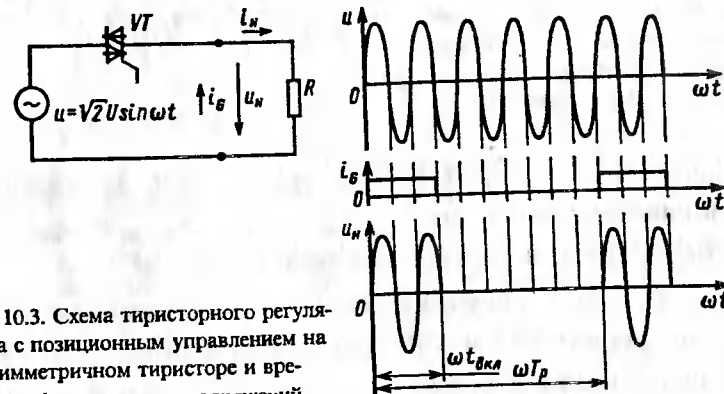


Рис. 10.3. Схема тиристорного регулятора с позиционным управлением на симметричном тиристоре и временные диаграммы напряжений

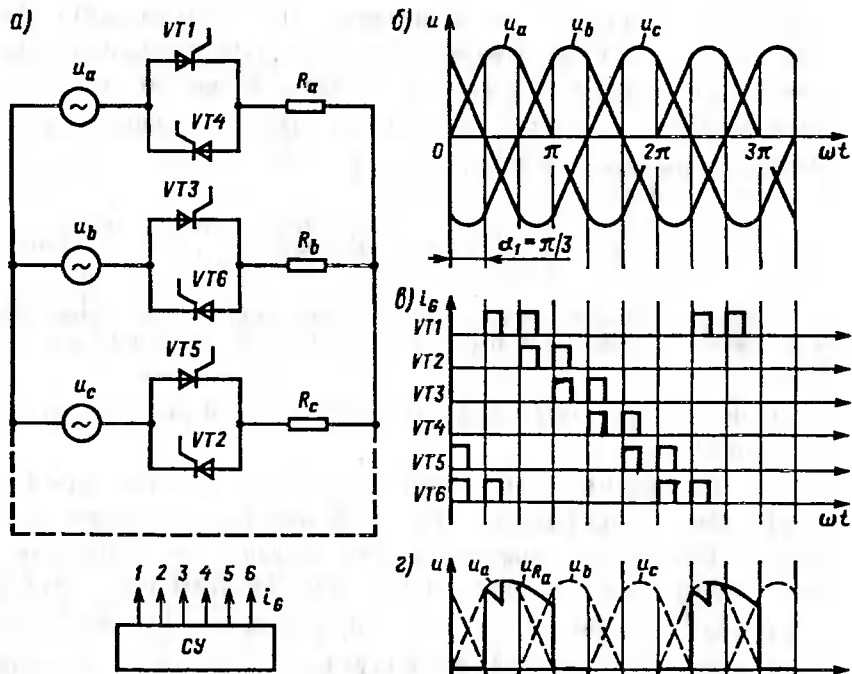


Рис. 10.4. Схема трехфазного тиристорного регулятора напряжения (а) и временные диаграммы фазного напряжения источника (б), токов в цепях управления тиристоров (в), напряжения на резистивной нагрузке фазы а при $\alpha_1 = \pi/3$ (г) и $\alpha_2 = 2\pi/3$ (д)

через тиристоры $VT1$ и $VT6$. К резисторам R_a и R_b приложено по половине линейного напряжения u_{ab} ; $u_{Ra} = u_{ab}/2 = u_a$, $u_{Rb} = -u_{ab}/2 = u_b$. На рассматриваемом интервале напряжение u_{ab} также приложено к резисторам R_a и R_b . В момент $\omega t = 2\pi/3$ при подаче сигналов управления на тиристоры $VT1$ и $VT2$ максимальным является линейное напряжение u_{ac} , и цепь тока замыкается через резисторы R_a и R_c .

Во второй зоне регулирования напряжение на нагрузке в течение одного полупериода прерывистое. Поэтому в этой зоне регулирования на тиристоры необходимо подавать двойные импульсы управления с интервалом $\pi/3$ или сигналы управления длительностью более $\pi/3$.

Эффективное значение фазного напряжения на нагрузке можно определить по выражению

$$U_{\phi R} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\alpha+\pi/3} \left(\frac{u_{ab}}{2}\right)^2 d\omega t + \int_{\alpha+2\pi/3}^{\alpha+\pi/3} \left(\frac{u_{ac}}{2}\right)^2 d\omega t \right]}, \quad (10.5)$$

здесь $u_{ab} = U_{m1} \sin(\omega t + \pi/3)$, $u_{ac} = U_{m1} \sin(\omega t + \pi/2)$;

$$U_{\phi R} = \frac{U_L}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} [\pi + \sin 2\alpha - \sqrt{3} \cos 2\alpha = \sin^2(\alpha + 5\pi/6)]}. \quad (10.6)$$

Максимальное значение фазного напряжения при $\alpha = \pi/6$ согласно формуле (10.6) $U_{\phi R(\alpha=0)} = 0,44U_L = 0,76U_{\phi}$. Аналогично можно составить выражение для $U_{\phi R}$ для второй зоны регулирования.

Работа регулятора на активно-индуктивную нагрузку вызывает особенности в формировании напряжения нагрузки, обусловленные коммутацией тиристоров на некотором конечном интервале, на котором одновременно проводят ток три тиристора.

Кроме рассмотренной схемы трехфазного регулятора имеется несколько других вариантов включения тиристоров: соединение треугольником, открытой звездой с шестью тиристорами, открытой звездой с тремя тиристорами [26].

10.3. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С ЕСТЕСТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Рассмотрим принцип формирования выходного напряжения на примере однофазно-однофазного НПЧ с естественной коммутацией (рис. 10.5). Примем следующие допущения: трансформатор и тиристоры идеальные, нагрузка резистивная. В схеме НПЧ имеется прямой ($VT1-VT4$) и обратный ($VT5-VT8$) встречно включенные тиристорные мосты.

На интервале трех периодов напряжение вторичной обмотки трансформатора через тиристоры $VT1-VT4$ первого выпрямительного моста прикладывается к резистору R в прямом направлении (см. рис. 10.5, а). При этом сигналы управления $i_{GVT1} - i_{GVT4}$ подаются от схемы управления СУ с некоторым углом управления α (см. рис. 10.5, б). Этот угол может быть постоянным или

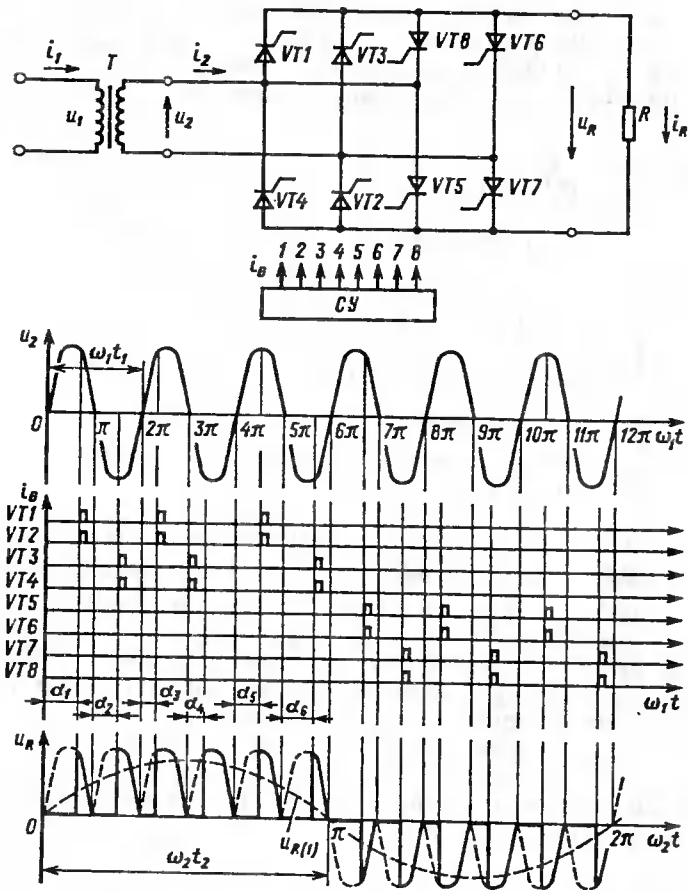


Рис. 10.5. Мостовая схема формирования выходного напряжения однофазно-однофазного НПЧ и временные диаграммы напряжений и токов

изменяться по какому-либо закону на рассматриваемом интервале работы $VT1-VT4$, например по закону синуса, как показано на рис. 10.5, б. Задание угла α обеспечивает регулирование эффективного значения напряжения и соответствующую модуляцию напряжения и тока нагрузки.

На следующем интервале трех периодов напряжение вторичной обмотки трансформатора с помощью второго, встречно включенного, управляемого выпрямителя (тиристоры $VT5-VT8$) прикладывается к резистору R в обратном направлении. Таким образом, на интервале шести периодов питающего напряжения u_2 формируется один период напряжения U_R на нагрузке (см. рис. 10.5, б). Кроме основной гармо-

нической составляющей $U_{R(1)}$ в кривой напряжения нагрузки содержатся высшие гармонические составляющие, кратные частоте питающего напряжения, частоте основной гармонической составляющей напряжения нагрузки, а также комбинационные гармонические составляющие.

Частота основной гармонической составляющей напряжения нагрузки взаимозависима с частотой питающего напряжения:

$$f_2 = \frac{1}{T_2} = \frac{f_1}{1 + [2(n-1)/q]} = \frac{1}{T_1[1 + [2(n-1)/q]} \quad (10.7)$$

где n — число полупериодов питающего напряжения, укладываемых в полупериод выходного напряжения; q — число пульсаций выпрямленного напряжения для прямого и обратного выпрямителей.

Например, при n , принимающем значения натурального ряда чисел, и для однофазных двухпульсовых выпрямительных групп ($n = 1, 2, 3, \dots, q = 2, f_1 = 50$ Гц) получим

$$f_2 = \frac{50}{(1+n-1)} = \frac{50}{n}, \text{ т. е. } f_2 \text{ принимает значения } 50, 25, 16^{2/3}, \dots \text{ Гц.}$$

Таким образом, частоту выходного напряжения можно изменять дискретно. Кратность частот $k_f = f_1/f_2$ может принимать значение от 1 до бесконечности.

Для получения плавного регулирования частоты выходного напряжения такого преобразователя необходимо вводить паузу между интервалами работы первого и второго тиристорных мостов, длительность которой следует плавно изменять. Этим может быть получено непрерывное изменение выходной частоты в диапазонах дискретности формирования частоты выходного напряжения в зоне $1/3$ значения частоты входного напряжения.

При активно-индуктивной нагрузке характер формирования кривых имеет существенную особенность, обусловленную тем, что в конце полупериода выходного напряжения ток нагрузки продолжает протекать в прежнем направлении под действием ЭДС самоиндукции. Для пропуска тока на интервале его снижения до нуля выпрямитель, выходящий из работы, необходимо перевести в режим пропуска тока. При этом на тиристоры выпрямителя, вступающего в работу, нельзя подавать управляющие сигналы, так как это вызывает короткое замыкание трансформатора.

Для обеспечения нормальной работы НПЧ при активно-индуктивной нагрузке используют два алгоритма управления тиристорами прямой и обратной выпрямительных групп: с заданием начала формирования кривой напряжения очередного полупериода по сигналу от датчика перехода тока нагрузки через нуль и с непрерывным заданием управления тиристорами обеих выпрямительных групп без датчика нуля тока нагрузки.

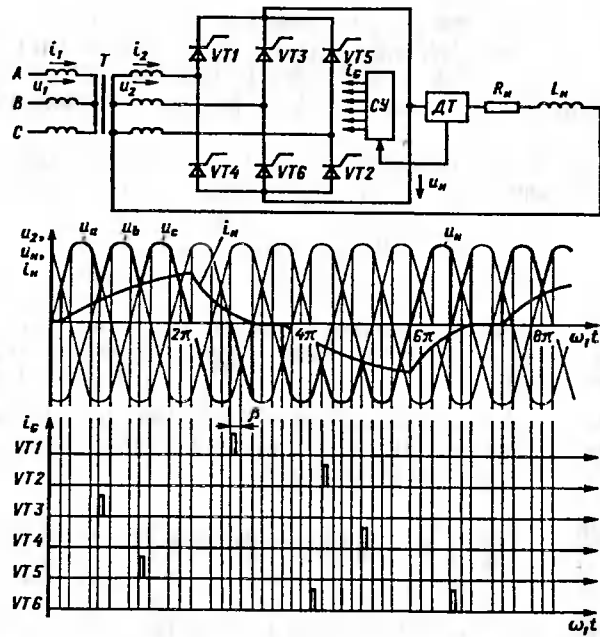


Рис. 10.6. Схема формирования выходного напряжения НПЧ при работе на активно-индуктивную нагрузку с контролем перехода тока нагрузки через нуль с помощью датчика тока и временные диаграммы ее работы

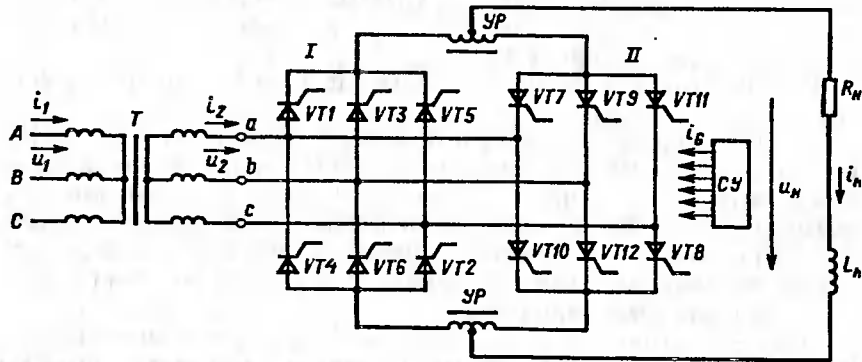
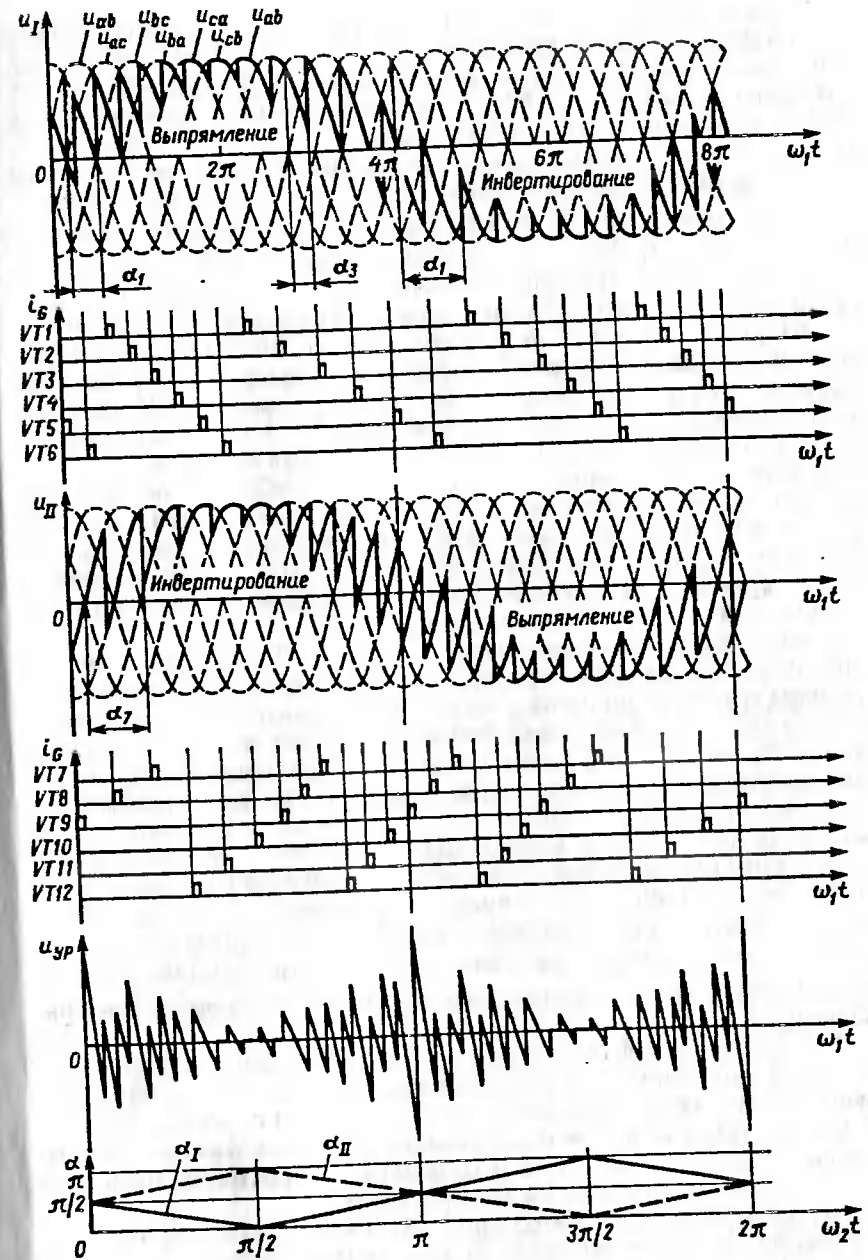


Рис. 10.7. Схемы формирования выходного напряжения в трехфазно-однофазном НПЧ при работе на активно-индуктивную нагрузку без датчика нуля тока и временные диаграммы напряжений



В схеме трехфазно-однофазного НПЧ (рис. 10.6) использованы две трехфазные группы тиристоров $VT1, VT3, VT5$ и $VT2, VT4, VT6$, образующие два трехфазных выпрямителя с нулевой схемой включения. Одна группа ($VT1, VT3, VT5$) предназначена для формирования прямой полуволны тока нагрузки, а другая ($VT2, VT4, VT6$) — обратной полуволны. Сигналы управления i_G подаются на соответствующие тиристоры на интервале нарастания тока нагрузки i_n с углом управления $\alpha < \pi/2$ (на рис. 10.6 $\alpha = 0$) и на интервале спада тока с углом опережения $\beta = \pi - \alpha$, где $\alpha > \pi/2$. Таким образом, на интервале одного полупериода тока нагрузки тиристоры данной группы работают вначале в выпрямительном режиме, когда энергия передается от источника к нагрузке, а затем в инверторном режиме, обеспечивая передачу энергии, накопленной в дросселе, в цепь источника. После спада тока нагрузки до нуля от датчика тока DT в схему управления SU поступает сигнал, разрешающий открытие тиристоров второй группы, обеспечивающей формирование обратной полуволны тока нагрузки.

Алгоритм управления с контролем перехода тока через нуль исключает одновременное включение тиристоров в катодной и анодной группах и предотвращает короткие замыкания трансформатора. Наличие датчика нуля тока усложняет схему НПЧ. Поэтому во многих случаях применяется другое решение для пропуска тока при активно-индуктивной нагрузке без датчика нуля тока.

В схеме НПЧ без датчика нуля тока (рис. 10.7) предусматривается непрерывное управление тиристорами обеих групп. При этом чередуясь, одна группа тиристоров работает в выпрямительном, а вторая — в инверторном режимах, что неизбежно на некоторых интервалах работы приводит к коротким замыканиям трансформатора, сопровождающимся протеканием уравнивающего тока. Уравнивающий ток возникает под действием разности $u_{ур}$ мгновенных значений выходных напряжений обоих мостов. Для ограничения уравнивающего тока выходы обоих мостов соединяются через уравнивательные реакторы $УР$ с выведенной средней точкой. Управление тиристорами обоих мостов для получения квазисинусоидального выходного напряжения осуществляется с углами управления α_1 и α_{11} , изменяющимися в течение периода выходного напряжения по закону, близкому к синусоидальному.

Для питания трехфазной нагрузки, например асинхронной машины, НПЧ подобного типа выполняется из трех самостоятельных групп, сдвинутых по управлению на 120 эл. град. по выходной частоте. Каждая группа обеспечивает питание отдельной фазной обмотки статора. Такой НПЧ может быть собран из 36 тиристоров. Возможно применение нулевой схемы на 18 тиристорах.

Питающая сеть при трехфазной активно-индуктивной нагрузке загружается током аналогично управляемому трехфазному выпрямителю. Коэффициент мощности снижается с увеличением среднего значения угла управления на интервале полупериода выходного напряжения.

ПРЕДЕЛЬНЫЕ И ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ ПАРАМЕТРЫ СОВРЕМЕННЫХ СИЛОВЫХ ДИОДОВ

Тип	S_d , мм	U_{RRM} , В	I_{RRM} , МА	I_{FAP} , А	T_c , °C	I_{FRMS} , А	I_{FMS} , (10 МО), КА	U_{PRM} , В/А	U_{TO} , В	r_T , МОМ	T_j , °C	$R_{th(j-c)/Bt}$	P_{RRM} (100 МКС)	I_n , МКС
Д212-2000	6	100-1600	3	10	150	15	0,27	1,35/31	0,9	17,5	190	2,7/0,5	—	—
Д212-25	6	100-1600	3	25	150	39	0,37	1,35/78	0,9	6,1	190	1,1/0,5	—	—
Д232-50	12	100-1600	8	50	150	78	1,3	1,35/157	0,83	3,1	190	0,6/0,3	—	—
Д141-100	16	300-1600	20	115	125	180	2,2	1,35/314	0,95	1,6	190	0,4/0,1	—	—
Д161-250	24	300-1800	40	250	140	392	6,4	1,35/785	0,9	0,64	190	0,15/0,05	—	—
Д223-500	32	2400-4400	35	550	100	1070	7,0	2,0/570	1,05	0,9	150	0,04/0,015	—	—
Д143-800	32	1000-4000	50	800	125	2380	16,5	1,65/3140	0,95	0,32	175	0,034/0,01	—	—
Д243-1000	40	1800-3200	50	1010	125	2290	18,0	1,55/6028	0,95	0,28	175	0,03/0,01	—	—
Д253-1600	56	400-2000	100	1600	125	4800	30,0	1,7/2512	1,0	0,12	190	0,022/0,005	—	—
Д253-2000	56	400-2400	100	2350	125	5050	35,0	1,5/8024	1,0	0,1	190	0,018/0,055	—	—
Д1212-10	6	400-1600	6	10	140	15	0,27	1,05/31	0,9	17,5	180	2,7/1,05	5,0	—
Д1232-50	12	400-1600	10	50	140	78	1,3	1,35/157	0,83	3,1	180	0,5/0,3	5,0	—
Д1161-200	24	400-1600	25	260	100	410	7,5	1,4/628	1,0	0,7	150	0,13/0,05	16	—
Д1133-500	32	400-1600	35	760	100	1430	12,0	1,5/1570	0,85	0,41	150	0,04/0,015	16	—
Д1133-1000	56	3800-5000	50	1250	100	2240	18,0	3,0/4000	1,3	0,54	175	0,02/0,005	16	—
Д1153-1600	56	2700-3200	100	1670	100	2480	26,0	2,0/5029	1,0	0,3	175	0,02/0,005	16	—
Д1173-3200	76	2400-3200	100	8250	100	5760	45,0	2,2/10053	1,1	0,124	175	0,011/0,003	16	—
Д1173-4000	76	1600-2400	100	3800	100	6870	50,0	2,2/12560	1,0	0,09	175	0,011/0,003	16	—
Д141-250	—	—	—	250	100	393	8,8	2,1/785	1,2	1,3	140	0,08/0,05	—	2,5
Д143-1000	—	—	40	1000	100	1570	17,0	2,3/3141	1,2	0,39	175	0,035/0,02	—	5,0
Д4353-800	50	3000-4500	50	800	100	1600	9,5	3,5/2500	1,4	0,81	140	0,02/0,005	—	6,3

ПРЕДЕЛЬНЫЕ И ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ ПАРАМЕТРЫ СОВРЕМЕННЫХ СИЛОВЫХ ТРИСТОРОВ

Тип	S _п , мм	U _{БРМ} , U _{БРМ} , В	I _{БРМ} , I _{БРМ} , мА	I _{ТАП} , А	T _с , °С	I _{ТРАС} , А	I _{ТЭМ} , (10 мс), кА	U _{ТМ} /I _{ТМ} , В/А	U _{ТРОП} , В	T _п , °С
T212-10	6	100-1200	2,5	10	85	15,7	0,15	1,83/31	1,25	125
T222-25	8	100-1200	3	25	85	39,2	0,35	1,73/78	1,1	125
T232-50	12	100-1200	5	50	85	78,5	0,8	1,73/137	1,03	125
T151-100	20	300-1800	15	100	85	160	2,0	1,8/314	1,15	140
T161-200	24	300-1600	20	200	85	365	5,0	1,6/628	1,0	125
T171-320	32	100-800	50	430	100	550	11,5	1,25/1005	0,8	150
T123-250	24	400-1600	20	290	85	550	4,5	1,75/795	1,0	125
T123-500	24	100-800	30	500	100	785	6,0	1,5/1570	0,8	150
T233-500	32	900-1600	30	590	85	1035	9,0	1,65/1570	0,95	125
T243-500	40	1800-2800	50	560	85	1030	10,0	2,0/1570	1,04	125
T153-630	50	1800-2400	50	830	85	1610	15,0	2,1/1978	1,15	125
T253-1250	56	400-1800	70	1330	85	2530	28,0	1,6/3925	0,95	125
T353-800	56	2400-3400	70	900	85	1670	17,5	2,2/2512	1,1	125
T353-1000	56	2000-2800	70	1060	85	1950	19,0	2,0/3190	1,1	125
T253-500	56	5200-6000	150	530	80	1030	10,0	2,4/6570	1,4	120
T173-2000	76	1800-2500	200	2000	85	3010	32,0	2,2/5024	1,08	105
T273-1250	76	3600-4400	200	1290	85	2460	19,0	2,2/3925	1,3	120
T173-5000	76	200-1000	200	3360	95	5024	60,0	1,5/10050	0,83	140
T193-2000	101	100-600	200	5000	80	7470	62,0	1,5/15700	0,85	150
T193-2500	101	5400-6000	300	2300	80	4200	50,0	2,2/6280	1,3	120
T193-3200	101	2600-3400	300	2900	85	5270	70,0	2,0/7850	1,1	125
T193-3200	101	1600-2400	300	3700	85	6730	75,0	1,7/10050	1,0	125
T1971-250	32	600-1200	25	250	100	393	6,0	1,9/785	1,0	140
TБ151-50	12	500-1200	20	50	85	78	1,1	2,5/137	1,56	125
TБ171-200	24	500-1200	40	200	85	314	5,5	1,75/628	1,15	125
TБ143-400	32	600-1200	50	400	85	630	8,0	2,1/1256	1,11	125
TБ153-800	56	600-1200	70	800	85	1255	14,0	1,8/2512	1,21	125
TБ253-1000	56	600-1200	70	1000	85	1570	24,0	1,9/3140	—	125

Окончание прилож. 2

Тип	i ² t _п , А ² с	di/dt, А/мкс	du/dt, В/мкс	U _{СТ} , В	I _{СТ} , мА	I _п , мА	R _{thjс} , °С/Вт	R _{thjс} , °С/Вт	t _р , мкс	F, кН	M _д , Нм	W, кг
T212-10	0,11	125	50-1000	3,0	40	70	1,8	0,2	63	—	0,9-1,1	0,006
T222-25	0,61	125	50-1000	3,0	60	80	0,8	0,2	63	—	1,5-1,7	0,012
T232-50	3,2	125	50-1000	3,5	110	90	0,5	0,2	63	—	5-6,2	0,027
T151-100	20	160	1000	3,5	200	250	0,3	0,08	160	—	10-20	0,15
T161-200	125	160	1000	3,5	200	250	0,13	0,05	250	—	20-30	0,25
T171-320	660	320	500	3,5	150	300	0,09	0,03	160	—	25-35	0,44
T123-250	125	320	500	3,5	200	300	0,07	0,02	160	5,0	—	0,07
T123-500	180	320	1500	3,5	150	150	0,07	0,02	100	5,0	—	0,07
T233-500	400	200	500	3,5	200	300	0,04	0,015	250	10,0	—	0,18
T243-500	500	200	500	3,5	250	300	0,034	0,01	320	15,0	—	0,24
T153-630	1120	200	500	3,5	300	300	0,024	0,005	320	20,0	—	0,5
T253-1250	3920	200	1000	3,5	300	300	0,018	0,005	250	24,0	—	0,55
T353-800	1440	200	5000	3,5	300	300	0,02	0,005	400	20,0	—	0,5
T353-1000	1800	200	5000	3,5	350	300	0,018	0,005	320	24,0	—	0,55
T353-500	500	100	500	3,5	400	300	0,026	0,005	500	20,0	—	0,55
T173-2000	5120	200	1000	3,5	400	300	0,011	0,003	400	45,0	—	1,3
T273-1250	4200	200	1000	3,5	400	300	0,01	0,003	450	45,0	—	1,3
T173-3200	19220	320	500	2,5	300	150	0,01	0,003	160	45,0	—	1,2
T173-5000	12500	200	500	2,5	300	150	0,01	0,003	160	45,0	—	1,2
T193-2000	23500	200	2000	3,5	400	300	0,0065	0,0015	600	80,0	—	3,0
T193-2500	28100	200	1000	3,5	400	300	0,0065	0,0015	500	80,0	—	3,0
T193-3200	180	125	1000	3,5	400	300	0,0065	0,0015	500	80,0	—	3,0
T1971-250	—	400	200-1000	2,5	250	16	0,1	0,03	100	—	—	0,44
TБ151-50	—	800	200-1000	2,5	120	200	0,32	0,2	16-32	—	25-35	0,18
TБ171-200	—	800	200-1000	2,5	250	300	0,12	0,05	20-50	—	15,0	0,51
TБ143-400	—	800	200-1000	2,5	280	300	0,05	0,02	25-50	16,0	50,0	0,28
TБ153-800	—	800	200-1000	2,5	250	300	0,025	0,008	32-63	24,0	—	0,6
TБ253-1000	—	800	200-1000	2,5	250	300	0,025	0,008	32-63	24,0	—	0,6

ОСНОВНЫЕ ПРЕДЕЛЬНЫЕ И ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ ПАРАМЕТРЫ, КОНСТРУКТИВНЫЕ ДАННЫЕ И ПРИМЕНЕНИЕ МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ СИЛОВЫХ JGBT-ТРАНЗИСТОРОВ ФИРМЫ HITACHI

Параметры силовых JGBT-транзисторов (рис. ПЗ.1, ПЗ.2) приведены в табл. ПЗ.1

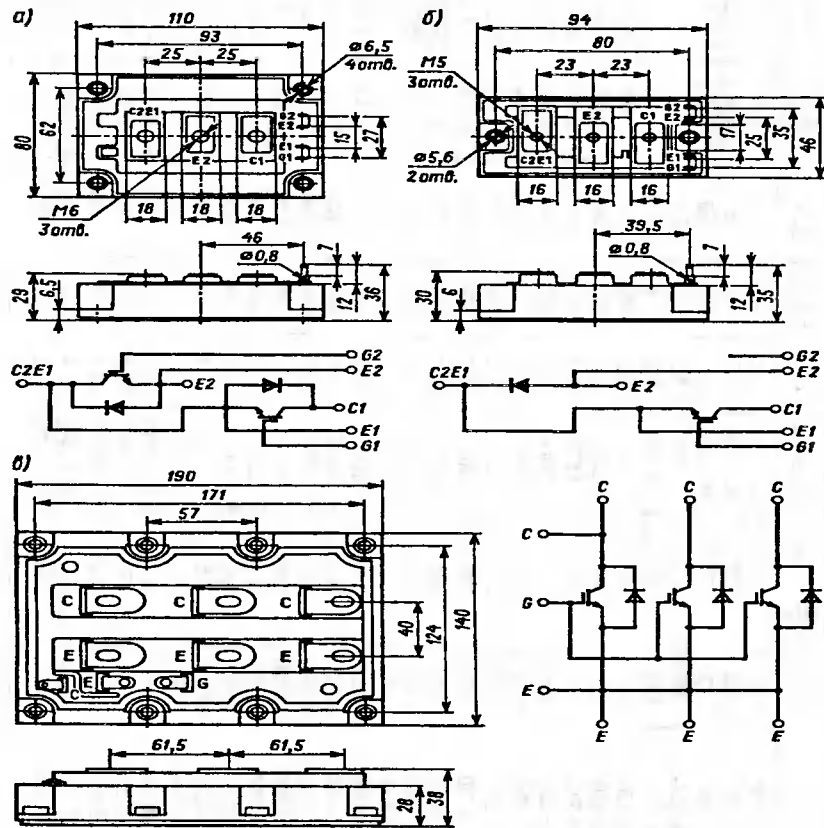
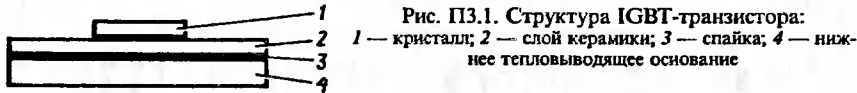


Рис. ПЗ.2. Конструкция и схемы включения различных типов транзисторов:
а — MBM100QS12AW; б — MBL400GS6PW; в — MBN1200D33

Таблица ПЗ.1

Схема	Тип	Предельные параметры			Характеризующие параметры			
		U_{ce} , В	I_c , А	P_c , Вт	U_{ce} , В	t_{on} , мкс	t_{off} , мкс	t_f , мкс
	MBN1200D33	3300	1200	12000	4,2	3,5	4,0	1,5
	MBN600D33	3300	600	600	4,5	3,0	3,0	1,5
	MBN400D33	3300	400	400	4,5	3,0	3,0	1,5
	MBN1500D17	1700	1800	12000	4,0	3,0	4,0	1,5
	MBN1200GS12AW	1200	1200	5600	2,9	2,2	1,6	0,55
	MBN600GS12AW	1200	600	3100	2,7	0,8	1,2	0,4
	MBN400GS12AW	1200	400	2000	2,7	0,7	1,1	0,35
	MBN1000QS12BW	1200	1000	5000	2,9	2,1	1,5	0,55
	MBM600QS12AW	1200	600	2600	2,9	0,9	1,3	0,45
	MBM400QS12AW	1200	400	1700	2,9	0,8	1,2	0,4
	MBM600GS6ACW	600	600	1700	1,9	0,8	1,1	0,35
	MBL150GS12PW	1200	150	800	2,7	0,55	1,0	0,35
	MBL400GS6PW	600	400	1000	1,9	0,7	1,1	0,35
	MBL150GS6PW	600	150	450	1,9	0,6	0,9	0,35

Данные транзисторы применяются в трехфазном автономном инверторе напряжения с ШИМ (рис. ПЗ.3, а), импульсном преобразователе постоянного тока (рис. ПЗ.3, б), в схеме амплитудного регулирования напряжения на входе автономного инвертора (рис. ПЗ.3, в).

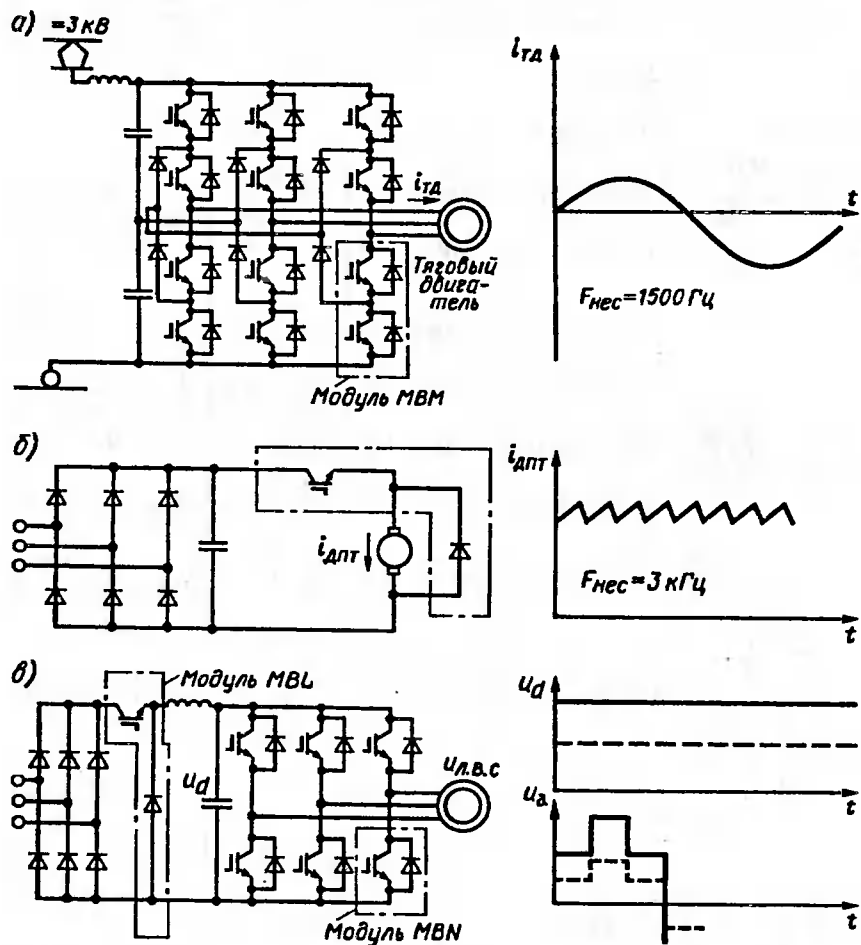


Рис. ПЗ.3. Схемы, в которых применяются IGBT-транзисторы

ОСНОВНЫЕ ПРЕДЕЛЬНЫЕ И ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ ПАРАМЕТРЫ И КОНСТРУКТИВНЫЕ ДАННЫЕ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО GTO-ТИРИСТОРА БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ ТИПА 5SHY35L4502 ФИРМЫ АВВ

Предельные и характеризующие параметры GTO-тиристора (рис. 4.1)

Блокирующее прямое напряжение U_{DRM} , В, при $T_j = -40+125\text{ }^\circ\text{C}$	4500
Прямой ток в закрытом состоянии I_{DRM} , мА, при $U_D = 4500\text{ В}$, $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	25
Обратное напряжение U_{RRM} , В, при $T_j = -40+125\text{ }^\circ\text{C}$	19
Прямое напряжение U_T , В, во включенном состоянии при $I_T = 4000\text{ А}$, $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	2,7
Пороговое напряжение $U_{T(TO)}$, В, при $I_T = 1000+4000\text{ А}$, $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$. . .	1,1
Динамическое сопротивление r_T , мОм, при $I_T = 1000+4000\text{ А}$, $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$. . .	0,4
Прямой ток I_{TRMS} , А, во включенном состоянии при полусинусоидальной форме сигнала частотой 50 Гц, $T_j = 85\text{ }^\circ\text{C}$	2800
Ударный ток I_{TSM} , кА, длительностью 10 мс	25
Критическая скорость нарастания тока анода при $I_T = 4000\text{ А}$, $f = 500\text{ Гц}$, $(di/dt)_{crit}$, А/мкс	500
Время включения t_g , мкс, при $I_T = 4000\text{ А}$, $di/dt = 350\text{ А/мкс}$, $U_D = 2500\text{ В}$, $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$, $C_s = 4\text{ мкФ}$, $R_s = 5\text{ Ом}$	40
Время выключения t_q , мкс, при $I_T = 4000\text{ А}$, $U_D = 2500\text{ В}$, $U_{DM} = 4500\text{ В}$, $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$, $C_s = 4\text{ мкФ}$, $L_s = 300\text{ нГ}$	20
Температура структуры, T_{jGCT} , $^\circ\text{C}$	-40+125
Тепловое сопротивление, к/Вт:	
анода-охлаждителя R_{thjc}	0,020
катода-охлаждителя R_{thjc}	0,030
эквивалентное R_{thjc}	0,012
" R_{thc}	0,003
Температура корпуса катода, T_c , $^\circ\text{C}$	-40+60
Усилие сжатия "анод-катод", F_{max} , кН	36+44
Масса, m_{GCT} , кг	1,5

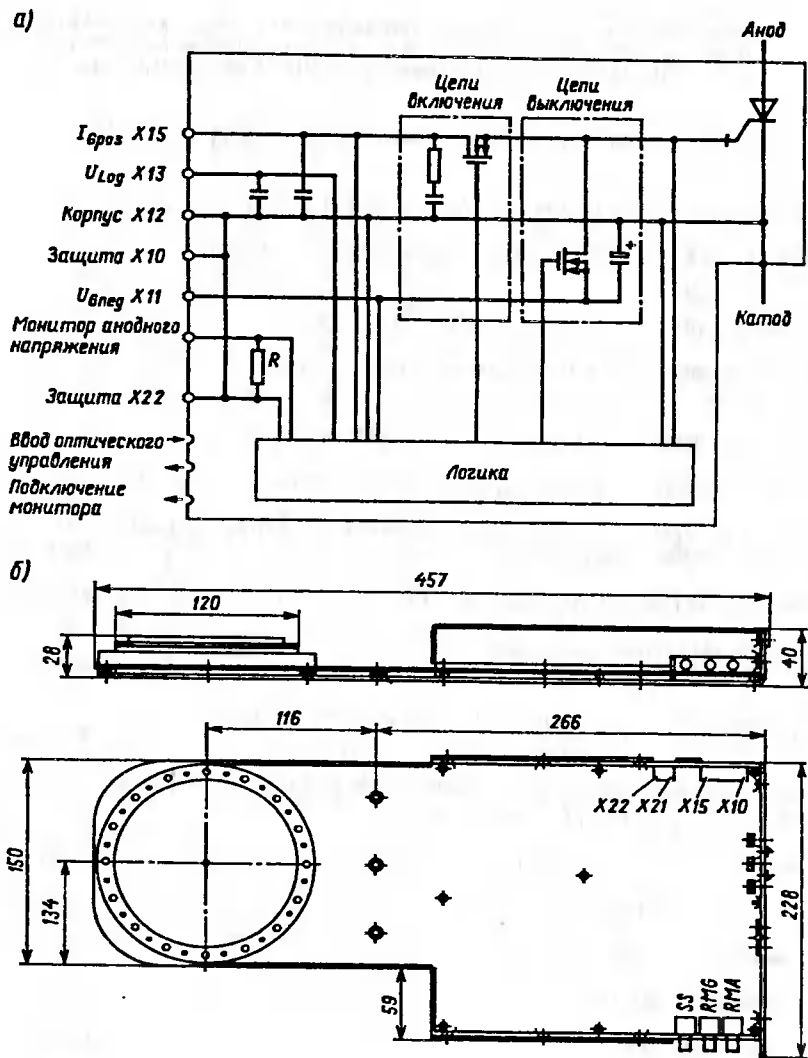


Рис. П4.1. Схема включения (а) и конструкция (б) GTO-тиристора

ИНДИВИДУАЛЬНЫЕ ОХЛАДИТЕЛИ (ТЕПЛОВоды) С ВНУТРЕННИМ ИСПАРИТЕЛЬНЫМ И ВНЕШНИМ ЕСТЕСТВЕННЫМ ВОЗДУШНЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ ТИПОВ Т-121 И Т-341 (ОПЫТНЫЙ ЗАВОД ВЭИ им. В. И. ЛЕНИНА)

Основные данные приведены на рис. П5.1 и П5.2.

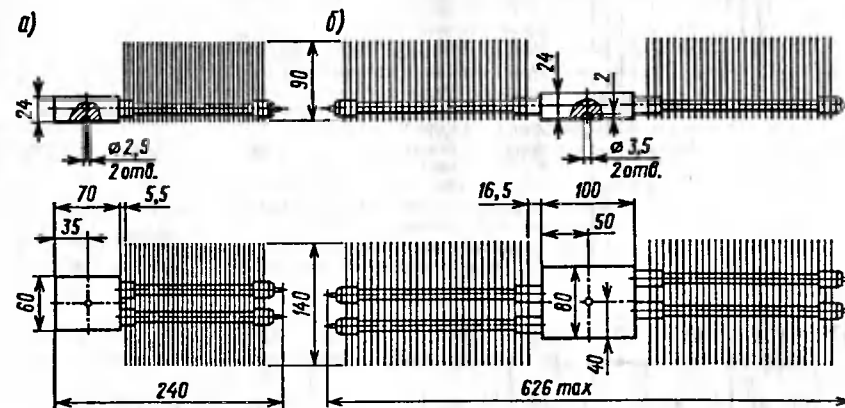
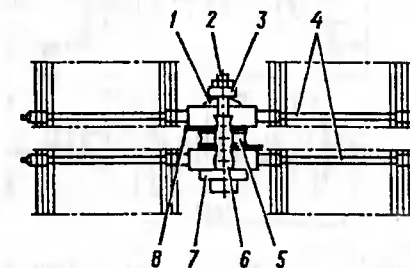


Рис. П5.1. Тепловоды Т-121 (а) и Т-341 (б) на основе тепловых труб

Рис. П5.2. Схема сборки тиристора Т173-2000 с тепловодом Т-341 (охлаждение двустороннее):

1 — изолятор; 2 — стяжные болты; 3 — пружина-траверса; 4 — тепловоды (верхний и нижний); 5 — тиристор; 6 — изолирующие трубки; 7 — основание; 8 — шины выводные



БЛОКИ СИЛОВЫЕ ЕСТЕСТВЕННОГО ДВУСТОРОННЕГО ОХЛАЖДЕНИЯ БСЕ1-4В1Д5-24, БСЕ1-3В1Д8-26, БСЕ1-4В1Д8-24 (ТУ 3416-001-05743697-95) (ОПЫТНЫЙ ЗАВОД ВЭИ им. В. И. ЛЕНИНА)

Основные параметры блоков (рис. П6.1—П6.3) с различными СПП приведены в табл. П6.1

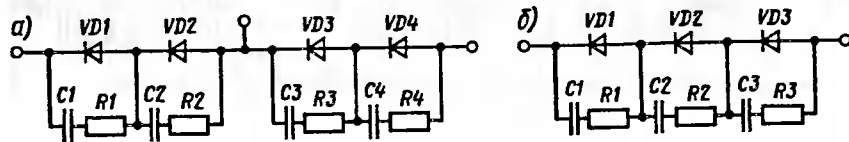
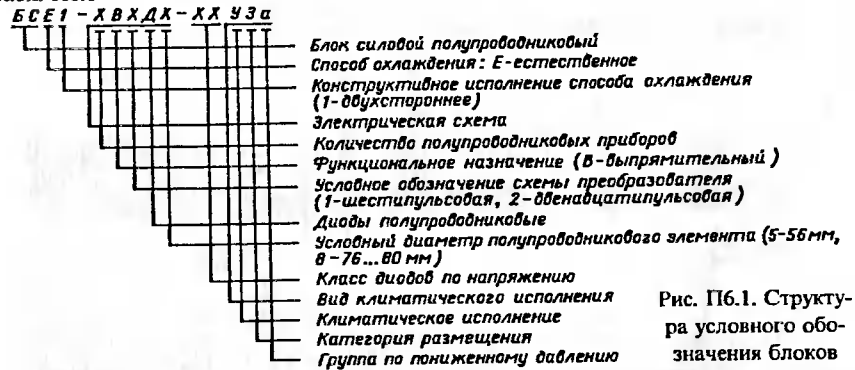


Рис. П6.2. Схемы блоков БСЕ1-4В1Д5-24, БСЕ1-4В1Д8-24, БСЕ1-4В2Д8-22 (а) и БСЕ1-3В1Д8-26 (б)

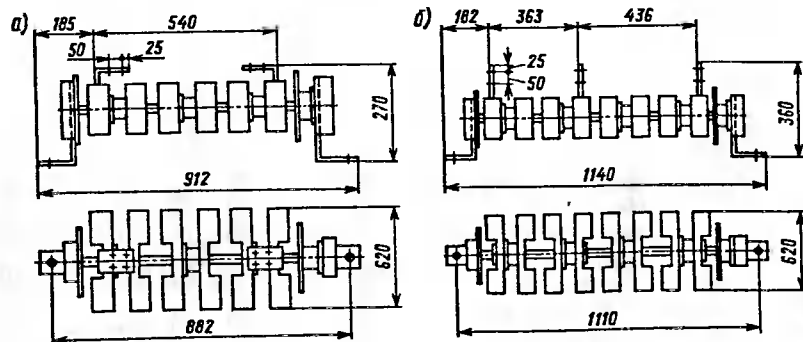


Рис. П6.3. Расположение электрических выводов блоков БСЕ1-3В1Д8-26 (а) и БСЕ1-4В2Д8-22 (б):
 1 — тепловод Т=341; 2 — диод Д173-2500-22

Таблица П6.1

Параметр	БСЕ1-4В1Д5-24; Д173-2500-24	БСЕ1-4В1Д5-24; Д173-2500-26	БСЕ1-4В1Д5-24; Д453-2000-24	БСЕ1-4В1Д5-24; Д173-2500-22
Повторяющееся импульсное обратное напряжение блока при частоте импульсно-синусоидальной формы 50 Гц, В	9600	7800	9600	8800
Неповторяющееся импульсное обратное напряжение, В	10560	8580	10560	9680
Коэффициент неравномерности распределения обратного напряжения по диодам блока, %	±10	±10	±10	±10
Номинальный ток блока (среднее значение) при угле проводимости 120 эл. град., температуре корпуса не более 105 °С и частоте 50 Гц, А	670	670	670	670
Ток перегрузки блока при продолжительностях:				
2 мин с цикличностью 1 раз в 1 ч, А	788	788	788	788
10 с с цикличностью 1 раз в 2 мин, А	1050	1050	1050	1050
Максимальная температура нагрева токоведущих частей и элементов блока, °С	105	105	105	105
Размеры, l×b×h, мм	1116×620×270	912×620×270	1140×620×270	1140×620×360
Масса блока, кг	60	40	60	60
Усилие сжатия диодов с тепловодами в блоке, кН	20±0,5	30±0,5	30±0,5	30±0,5
Наработка на отказ, ч	10000	10000	10000	10000
Полный установленный срок службы, годы	10	10	10	10

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматизированное проектирование силовых электронных схем/В. Я. Жуйков, В. Е. Сучик, П. Д. Андриенко и др. Киев: Тэхника, 1988. 184 с.
2. Активная и пассивная элементная база для силовой электроники: Материалы семинара фирм Simens AG, Simens Matsushita Components GmbH, eures GmbH (Германия). М.: ТОО ИНТЕХ, 1995.
3. Баранский П. П., Клочков В. П., Потыкевич И. В. Полупроводниковая электроника: Свойства материалов: Справочник. Киев: Наукова думка, 1975. 704 с.
4. Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов/ Под ред. И. В. Антика. М.: Энергия, 1969. 280 с.
5. Бурков А. Т. Анализ режимов автономных инверторов напряжения локомотивов с асинхронными тяговыми двигателями методом цифрового динамического моделирования// Полупроводниковая техника в устройствах электрических железных дорог: Межвуз. сб. науч. тр. Л.: ЛПИИЖТ, 1978. С. 11—54.
6. Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций/ Б. С. Барковский, Г. С. Магай, В. П. Маценко и др.; Под ред. М. Г. Шалимова. М.: Транспорт, 1990. 127 с.
7. Евсеев Ю. А., Дерменжи П. Г. Силовые полупроводниковые приборы. М.: Энергоатомиздат, 1981. 472 с.
8. Засорин С. Н., Мицкевич В. А., Кучма К. Г. Электронная и преобразовательная техника: Учеб. для вузов ж.-д. трансп. М.: Транспорт, 1981. 319 с.
9. Забродин Ю. С. Промышленная электроника: Учеб. для вузов. М.: Высш. шк., 1982. 496 с.
10. Интегральные микросхемы/ Б. В. Тарабрин, Л. Ф. Луинин, Ю. Н. Смирнов и др.; Под ред. Б. В. Тарабрина. М.: Радио и связь, 1984. 528 с.
11. Калабеков Б. А., Ляпидус В. Ю., Малафеев В. М. Методы автоматизированного расчета электронных схем в технике связи. М.: Радио и связь, 1990. 272 с.
12. Киреев П. О. Физика полупроводников. М.: Высш. шк. 1969. 592 с.
13. Либерман Ф. Я. Электроника на железнодорожном транспорте: Учеб. пособие для вузов ж.-д. трансп. М.: Транспорт, 1987. 228 с.
14. Нейман Л. Р., Поссе А. В., Слоим М. А. Метод расчета переходных процессов в цепях, содержащих вентильные преобразователи индуктивности и ЭДС// Электричество, 1966. № 12. С. 7—12.
15. Носов Ю. Р., Сидоров А. С. Оптроны и их применение. М.: Радио и связь, 1981. 280 с.
16. Носов Ю. Р. Оптоэлектроника, 2-е изд. М.: Радиосвязь, 1989. 160 с.
17. Першиков В. И., Савинков В. М. Толковый словарь по информатике. М.: Финансы и статистика, 1991. 543 с.
18. Полупроводниковые приборы: Транзисторы/ В. Л. Аронов, А. В. Баюков, А. А. Зайцев и др.; Под ред. Н. Н. Горюнова. 2-е изд. М.: Энергоатомиздат, 1985. 904 с.
19. Полупроводниковые выпрямители/ Е. И. Беркович, В. Н. Ковалев, Ф. Н. Ковалев и др.; Под ред. Ф. Н. Ковалева, Г. П. Мостковой. М.: Энергия, 1978. 448 с.
20. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Преобразовательная техника. Киев: Вища школа, 1978. 424 с.

21. Полупроводниковые тяговые агрегаты тяговых подстанций/ С. Д. Соколов, Ю. М. Бей, Я. Д. Гуральник, О. Г. Чаусов. М.: Транспорт, 1979. 254 с.
22. Тихменев Б. Н. Электровозы переменного тока со статическими преобразователями. М.: Трансжелдориздат, 1962. 268 с.
23. Тихменев Б. Н., Трахтман Л. М. Подвижной состав электрифицированных железных дорог: Теория работы электрооборудования. Электрические схемы и аппараты. М.: Транспорт, 1980, 471 с.
24. Толстов Ю. Г. Автономные инверторы тока. М.: Энергия, 1978. 208 с.
25. Тяговое оборудование двухсистемного электровоза серии 1822 Австрийских федеральных железных дорог// Обзор АББ. 1992. № 4. С. 15—22.
26. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление: Справ. пособие: Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1993. 240 с.
27. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Недошин Р. П. Силовые полупроводниковые приборы. М.: Энергоатомиздат, 1985. 400 с.
28. Электроника: Энциклопедический словарь/ Гл. ред. В. Г. Колесников. М.: Советская энциклопедия, 1991. 688 с.
29. Электроподвижной состав с асинхронными тяговыми двигателями/ Н. А. Ротанов, А. С. Курбасов, Ю. Г. Быков, В. В. Литовченко. М.: Транспорт, 1991. 336 с.
30. Archiv fur Elektrotechnik, Nr. 72, 1989, P. 100.
31. Klinger G. Toleranzbandgeregelter Pulsstromrichter fur eine Einspeiseschaltung der Lokomotive E120. Elektr. Bahnen 78. Nr. 4 (1980), P. 598—599.
32. Heumann K. Grundlagen der Leistungselektronik. Stuttgart: Teubner, 1989.
33. Heumann K., Papp G. Neue abschaltbare Halbleiter bauelemente verandert die Leistungselektronik. Etz. Bd 110 (1989), Heft 10. P. 458—463.
34. Oetter I. Vykonná elektronika pre elektrické pohony. Bratislava: ALFA; Praha: ANTL, 1988. 408 s.
35. Racek V., Solik I. Vykonné polovodičové systémy. Bratislava: Nadacia akademika L. Ciganka, 1993. 396 s.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ	9
1.1. Введение в электронику	9
1.2. Энергетические зоны и движение электронов в кристалле	16
1.3. Электропроводность полупроводников	18
1.4. Электронно-дырочный переход. Контактные явления в металлах и полупроводниках	26
1.5. Вольт-амперная характеристика $p-n$ -перехода	36
1.6. Моделирование структуры с $p-n$ -переходом	42
2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ	44
2.1. Назначение и классификация	44
2.2. Полупроводниковые диоды	46
2.3. Транзисторы	61
2.4. Тиристоры	86
2.5. Модули с полупроводниковыми приборами	111
3. РЕЖИМЫ РАБОТЫ И ЗАЩИТА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ	114
3.1. Мощность потерь в полупроводниковых приборах	114
3.2. Нагревание и тепловые параметры полупроводниковых приборов	123
3.3. Охлаждение силовых полупроводниковых приборов	130
3.4. Расчет максимально допустимого тока нагрузки	136
3.5. Расчет допустимых перегрузок полупроводниковых приборов по току	139
3.6. Групповое соединение полупроводниковых приборов	143
3.7. Цепи формирования рабочей точки	148
3.8. Системы защиты полупроводниковых приборов	160
4. ТРАНЗИСТОРНЫЕ И ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА И МИКРОСХЕМЫ	166
4.1. Информационная электроника	166
4.2. Усилительный и ключевой режимы работы транзистора	171
4.3. Усилительные каскады на транзисторах	177
4.4. Транзисторные ключи	189
4.5. Интегральные микросхемы	195
4.6. Операционные усилители	205
4.7. Микропроцессоры	210
4.8. Оптоэлектронные устройства	213
4.9. Интеллектуальные транзисторные модули (ИТМ)	227
5. ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И АППАРАТЫ	229
5.1. Назначение и классификация	229
5.2. Понятие о проектировании преобразователей	232
5.3. Методы расчета и моделирование электромагнитных процессов в силовых цепях преобразователей	234
5.4. Обоснование и выбор типа полупроводниковых приборов	238
5.5. Расчет группового соединения полупроводниковых приборов	241
5.6. Принципы конструирования электронных преобразователей	245

6. ВЫПРЯМИТЕЛИ	249
6.1. Назначение и классификация выпрямителей	249
6.2. Схемы выпрямителей однофазного тока	252
6.3. Схемы выпрямителей трехфазного тока	258
6.4. Коммутация в выпрямителях	275
6.5. Управляемые выпрямители трехфазного тока	280
6.6. Внешние характеристики и энергетические показатели	293
6.7. Аварийные режимы работы выпрямителей	310
6.8. Компенсированные и импульсные выпрямители	320
6.9. Применение выпрямителей в системе электроснабжения тяги и на электроподвижном составе	331
7. ИНВЕРТОРЫ, ВЕДОМЫЕ СЕТЬЮ	342
7.1. Назначение инверторов	342
7.2. Однофазные и трехфазные инверторы	343
7.3. Коммутация инверторов, ведомых сетью	347
7.4. Характеристики и энергетические показатели инверторов	351
7.5. Аварийные режимы работы инверторов	354
7.6. Применение инверторов на тяговых подстанциях и на электроподвижном составе при рекуперативном торможении	357
8. ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА	366
8.1. Назначение и принцип действия	366
8.2. Тиристорные ключи постоянного тока	369
8.3. Расчет параметров коммутирующего контура	372
8.4. Схемы импульсных преобразователей	378
8.5. Электромагнитные процессы при импульсном регулировании	380
8.6. Применение импульсных преобразователей на электроподвижном составе	388
9. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ	390
9.1. Назначение и виды автономных инверторов	390
9.2. Автономные инверторы напряжения	397
9.3. Автономные инверторы тока	418
9.4. Применение автономных инверторов в тяговом электроприводе с асинхронными и синхронными двигателями трехфазного тока	430
10. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК ДРУГИХ ПАРАМЕТРОВ	437
10.1. Назначение и классификация преобразователей переменного тока в переменный ток других параметров	437
10.2. Регуляторы напряжения и коммутаторы	439
10.3. Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией	443
ПРИЛОЖЕНИЯ:	
1. Предельные и характеризующие параметры современных силовых диодов	449
2. Предельные и характеризующие параметры современных силовых тиристоров	450
3. Основные предельные и характеризующие параметры, конструктивные данные и применение модулей на основе силовых IGBT-транзисторов фирмы Hitachi	452

4. Основные предельные и характеризующие параметры и конструктивные данные высоковольтного GTO-тиристора большой мощности в интегральном исполнении типа 5SHY35L4502 фирмы ABB	455
5. Индивидуальные охладители (тепловоды) с внутренним испарительным и внешним естественным воздушным охлаждением типов Т-121 и Т-341 (опытный завод ВЭИ им. В. И. Ленина)	457
6. Блоки силовые естественного двухстороннего охлаждения БСЕ1-4В1Д5-24, БСЕ1-3В1Д8-26, БСЕ1-4В1Д8-24 (ТУ 3416-001-05743697-95) (опытный завод ВЭИ им. В. И. Ленина)	458
Список литературы	460

Учебное издание

Бурков Анатолий Трофимович

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

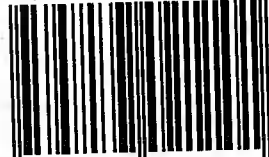
Технические редакторы *М. А. Шуйская, Л. А. Усенко*
Корректор *В. Т. Агеева*

Изд. лиц. № 010163 от 21.02.97. Подписано в печать 13.08.99. Формат 60x88 1/16.
Усл. печ. л. 28,42. Уч.-изд. л. 29,6. Тираж 7000 экз. Заказ 651. С 048.
Изд. № 1-1-1/5 № 6898

Государственное унитарное предприятие ордена "Знак Почета"
издательство "ТРАНСПОРТ",
107078, Москва, Новая Басманная ул., 10

АООТ "Политех-4"
129110, Москва, Б. Переяславская ул., 46

ISBN 5-277-02110-8



9 785277 021101

