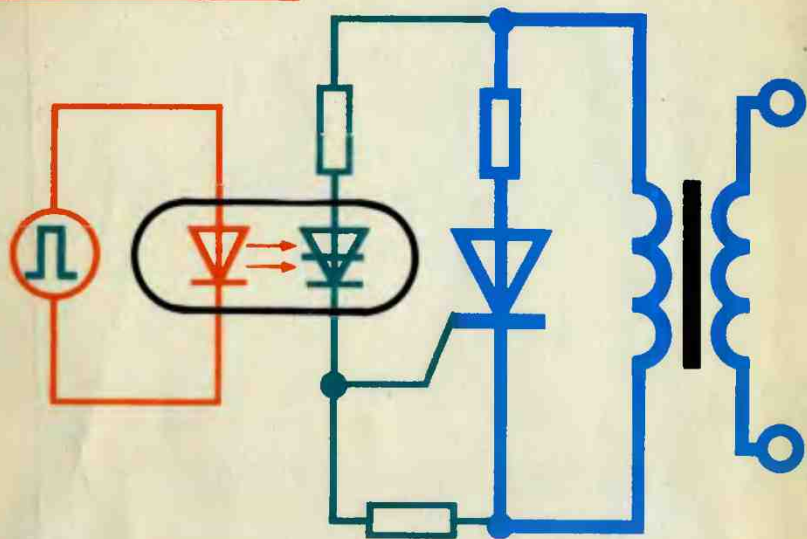


621.3

1772



БИБЛИОТЕКА  
ЭЛЕКТРОМОНТЕРА



**В. И. ПРЕОБРАЖЕНСКИЙ**

**ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ  
ВЫПРЯМИТЕЛИ**



БИБЛИОТЕКА ЭЛЕКТРОМОНТЕРА

Основана в 1959 г.

Выпуск 582

**В. И. ПРЕОБРАЖЕНСКИЙ**

# **ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ**

*Второе издание, переработанное  
и дополненное*



МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ 1986

Институт ГРП  
на А. А. Жданова

975217

ББК 31.264.5  
П72  
УДК 621.314.632

Рецензент Я.Ю. Солодухо

Редакционная коллегия:

В.Н. Андриевский, С.А. Бажанов, Д.Т. Комаров, В.П. Ларионов,  
Э.С. Мусаэлян, С.П. Розанов, В.А. Семенов, А.Д. Смирнов, А.Н. Три-  
фонов, А.А. Филатов

**Преображенский В.И.**

П72 Полупроводниковые выпрямители. — 2-е изд., перераб.  
и доп. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 136 с.: ил. — (Б-ка  
электромонтера; Вып. 582).

Приводятся краткие сведения по основным элементам полупро-  
водниковых выпрямителей. Рассматривается работа основных схем  
неуправляемых и управляемых выпрямителей. Излагаются вопро-  
сы выбора элементов, способы повышения коэффициента мощно-  
сти, защиты выпрямительных устройств и техники безопасности  
при эксплуатации. Первое издание вышло в 1976 г. Второе издание  
дополнено новыми типами полупроводниковых приборов.

Для квалифицированных электромонтеров и мастеров пром-  
предприятий, занимающихся эксплуатацией выпрямительных уст-  
ройств.

П 2302030000-041 151-86  
051 (01) -86

ББК 31.264.5

© Издательство "Энергия", 1976  
© Энергоатомиздат, 1986 с изменениями

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Силовая полупроводниковая техника за последние годы стала одной из важнейших отраслей электротехники, во многом определяющей перспективу ее развития.

Выпускаемые отечественной промышленностью полупроводниковые неуправляемые и управляемые вентили позволяют создавать компактные, малогабаритные статические преобразователи тока, которые находят широкое применение в промышленности, на железнодорожном и городском транспорте, самолетах и т.п. Различные выпрямители используются для возбуждения электрических машин, для питания якорей двигателей в системах электропривода постоянного тока, электролизных установок в химической промышленности и цветной металлургии и для многих других потребителей народного хозяйства нашей страны.

Бурное развитие и расширяющееся применение полупроводниковых приборов требуют от электротехнического персонала, мастеров, техников специальных знаний по устройству, работе и правилам эксплуатации преобразовательных установок различного назначения, выпускаемых отечественными заводами.

В книге кратко изложены вопросы устройства и принципы действия полупроводниковых диодов, транзисторов и тиристоров, приведены основные сведения по работе выпрямителей однофазного и трехфазного тока, рассмотрен процесс инвертирования тока. Это позволяет без других источников разобраться в работе основных элементов схем преобразователей и определить их параметры.

Замечания и пожелания читателей следует направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Энергоатомиздат.

*Автор*



## 1. СПОСОБЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПОСТОЯННЫЙ

**Области применения постоянного тока.** Из всех видов энергии наиболее широкое применение в настоящее время имеет электрическая энергия, так как по сравнению с другими видами энергии (механической, тепловой, ядерной и др.) она обладает важными преимуществами: ее можно передавать на большие расстояния и достаточно просто распределять по потребителям, изменять параметры (значение напряжения, число фаз и пр.) и преобразовывать в механическую, тепловую и другие виды.

Преобладающая часть электрической энергии производится на тепловых, гидравлических и атомных электростанциях вращающимися электрическими машинами, которые генерируют трехфазное переменное напряжение частотой 50 Гц. Переменный ток находит широчайшее применение на промышленных предприятиях, в сельском хозяйстве и быту.

Однако в ряде важных областей техники нельзя обойтись без постоянного тока, основными потребителями которого являются электролизные установки для получения алюминия, меди, цинка и других технически чистых металлов; установки электрохимического покрытия металлом поверхности другого металла для повышения коррозионной стойкости, твердости и т.д., например никелирование и хромирование железа и пр.; устройства для зарядки аккумуляторных батарей; двигатели постоянного тока на промышленных предприятиях и в электрифицированном транспорте, а также его передают по линиям электропередачи на большие расстояния при высоком напряжении.

В настоящее время все более широкое применение получает переменный ток частотой 400–2500 Гц для питания электроинструмента, высокоскоростных асинхронных двигателей электрошпинделей шлифованных станков и др. Применение повышенной частоты позволяет значительно снизить массу электромагнитных устройств трансформаторов, электродвигателей и др. Указанные факторы обуславливают необходимость преобразования переменного тока в постоянный, изменения частоты тока, а порой приходится преобразовывать постоянный ток в переменный, например при рекуперативном торможении двигателей постоянного тока.

**Типы преобразователей электроэнергии.** До недавнего времени в качестве преобразователей тока и частоты применялись преимущественно двигатель-генераторы, в которых постоянный ток или переменный ток повышенной частоты получался с помощью генераторов, приводимых во вращение трехфазными двигателями переменного тока (асинхронными или синхронными).

Электромашинное преобразование электрической энергии имеет существенные недостатки: во-первых, двигатель-генераторы имеют значительную массу и габариты; во-вторых, КПД таких установок, определяемый произведением КПД двигателя и генератора, низкий; в-третьих, вращающиеся преобразователи при работе создают акустический шум.

✓ В настоящее время постоянный ток получают, как правило, непосредственным выпрямлением переменного тока с помощью электрических вентилях, которые осуществляют переключения в цепи выпрямителя. Такие преобразователи называются статическими и в отличие от вращающихся не имеют промежуточной ступени механической энергии. Переход от двигатель-генераторов к вентильным преобразователям позволяет заменять вращающиеся машины статическими аппаратами, повышать КПД установки, устранять шум и т.д.

Важной особенностью таких преобразователей является наличие электрической связи между цепями переменного и постоянного тока, а у двигатель-генераторов такой связи нет. Потенциальная связь между нагрузкой и вторичными обмотками трансформатора осуществляется через вентили, образующие выпрямитель. Это обстоятельство является недостатком статических преобразователей. ✓

**Типы силовых полупроводниковых вентилях.** Основными элементами статических преобразователей являются вентильные приборы — электрические вентили. Первые полупроводниковые вентили — селеновые диоды появились в 30-е годы. Они стали применяться для получения постоянного тока в зарядных устройствах и электролитических установках.

Поворотным пунктом в развитии преобразовательной техники явилось создание в конце 50-х годов мощных неуправляемых германиевых и кремниевых диодов и управляемых кремниевых вентилях — тиристоров. Полупроводниковые вентили имеют ряд преимуществ по сравнению с другими типами электрических вентилях (например, электронных и ионных): постоянная готовность к работе, высокий КПД, широкий диапазон рабочих температур, малые габариты и масса, возможность эксплуатации в любом положении в пространстве и при больших инерционных нагрузках и др. Перечисленные факторы способствовали созданию силовых полупроводниковых преобразователей и широкому их внедрению во все отрасли народного хозяйства нашей страны.

Силовые полупроводниковые приборы по принципу действия подразделяются на три основные группы: силовые неуправляемые вентили — диоды, силовые транзисторы и силовые управляемые вентили — тиристоры. Внутри каждой из групп полупроводниковые приборы классифицируются по назначению и применению — низкочастотные, высокочастотные, быстродействующие, импульсные и др.

## 2. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

✓ **Принцип действия полупроводниковых вентиляей.** Основными элементами выпрямителей и преобразователей являются нелинейные электрические элементы, упрощенные идеальные вольт-амперные характеристики которых (рис. 1) имеют два явно выраженных состояния: включенное, соответствующее высокой проводимости тока, и выключенное — для низкой проводимости тока элементом в электрической цепи. В настоящее время в преобразователях такими элементами преимущественно являются полупроводниковые вентили различных типов.

Принцип действия полупроводниковых вентиляей основан на явлении односторонней проводимости границы раздела двух полупроводниковых структур, одна из которых имеет электронную ( $n$ -типа), а другая — дырочную ( $p$ -типа) электропроводность.

Область электропроводности  $n$ -типа характеризуется тем, что прохождение тока здесь происходит за счет переноса отрицательно заряженных электронов, избыточное количество которых создается введением в монокристалл полупроводника д о н о р н ы х примесей, например сурьмы, мышьяка, фосфора. В области электропроводности  $p$ -типа прохождение тока обусловлено переносом заряженных "дырок" (дырка — это атом, у которого не хватает одного электрона и который, следовательно, обладает положительным зарядом, по абсолютному значению равным заряду электрона). Дырки получаются введением

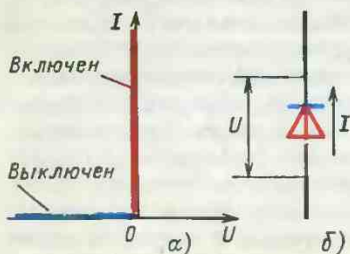


Рис. 1. Упрощенная (идеальная) вольт-амперная характеристика нелинейного элемента (а) и его условное графическое обозначение (б)



в монокристалл полупроводника а к ц е п т о р н ы х примесей, например индия, бора, алюминия.

В качестве основных полупроводниковых материалов, с помощью которых получают структуры с различной электропроводностью, на практике наибольшее распространение получили кремний и германий.

Вместе с тем следует отметить, что вследствие теплового разрыва связей между атомами в примесных полупроводниках всегда наряду с о с н о в н ы м и носителями зарядов, концентрация которых большая, существуют также в каждом из слоев н е о с н о в н ы е носители зарядов: дырки в полупроводниках  $n$ -типа и электроны в полупроводниках  $p$ -типа, создаваемые путем перехода электронов основного материала из одного слоя в другой. В полупроводниках без примесей число электронов всегда равно числу дырок.

При контактировании двух полупроводниковых структур, одна из которых обладает электронной, а другая дырочной электропроводностью, основные носители заряда (дырки в  $p$ -области и свободные электроны в  $n$ -области) проникают (диффундируют) из одного слоя полупроводника в другой. В результате взаимной нейтрализации электронов и дырок (их рекомбинации) на границе раздела  $p$ - и  $n$ -областей образуется запирающий слой, называемый э л е к т р о н н о - д ы р о ч н ы м переходом ( $p$ - $n$ -переход), обедненный носителями зарядов, т.е. возникает потенциальный барьер, препятствующий прохождению дырок из  $p$ -области и электронов из  $n$ -области полупроводниковой пластины.

Основным свойством такого  $p$ - $n$ -перехода является зависимость его сопротивления от полярности приложенного напряжения. Для присоединения к внешней цепи с наружных сторон  $p$ - $n$ -слоев полупроводника создаются активные контакты с выводами (рис. 2).

Рассмотрим на примере двухслойного кристалла кремния процессы, происходящие в  $p$ - $n$ -переходе при воздействии на него внешнего напряжения  $U_{ис}$ . Если к  $p$ -области присоединить положительный полюс источника питания, а к  $n$ -области — отрицательный, то основные носители тока будут двигаться в пограничном слое навстречу друг другу (рис. 2,а). В результате сопротивления  $p$ - $n$ -перехода уменьшается и через границу раздела проходит п р я м о й т о к  $I_{пр}$ , ограниченный практически только сопротивлением нагрузки  $R_H$ . Внешнее напряжение  $U_{ис}$  такой полярности называется п р я м ы м  $U_{пр}$  или проводящим.

При изменении полярности приложенного напряжения (рис. 2,б) дырки в  $p$ -области и электроны в  $n$ -области полупроводника будут удаляться от границы раздела, что приводит к увеличению сопротивления  $p$ - $n$ -перехода, а поток основных носителей заряда уменьшается до нуля. Через  $p$ - $n$ -переход прохо-

дит незначительный ток, создаваемый неосновными носителями, для которых приложенная разность потенциалов является ускоряющей. Внешнее напряжение  $U_{ис}$  такой полярности называется обратным  $U_{обр}$  или запирающим, а обусловленный им небольшой ток — обратным током  $I_{обр}$ .

Таким образом, значение и направление тока, протекающего через  $p-n$ -переход двухслойной полупроводниковой структуры, зависят от значения и знака внешнего напряжения  $U_{ис}$ , т.е.  $p-n$ -переход обладает выпрямляющими (вентильными) свойствами. Такую полупроводниковую структуру часто называют вентильным элементом.

Зависимость тока  $I$ , проходящего через  $p-n$ -переход, от приложенного к нему напряжения  $U$  называется в о л т - а м п е р н о й характеристикой перехода. Эта характеристика имеет две ветви (рис. 2, в): одна расположена в первом квадранте и соответствует проводящему направлению в  $p-n$ -переходе (прямому току  $I_{пр}$  в нем), вторая — в третьем квадранте и характеризует запирающие свойства перехода. От характеристики идеального вентиля она отличается наличием некоторого падения напряжения на вентиле при прохождении прямого тока  $I_{пр}$  и обратного тока в случае приложения обратного напряжения  $U_{обр}$ .

✓ **Неуправляемые вентили — диоды.** Д и о д а м и называются двухэлектродные элементы электрической цепи, обладающие односторонней проводимостью тока. В качестве исходных материала

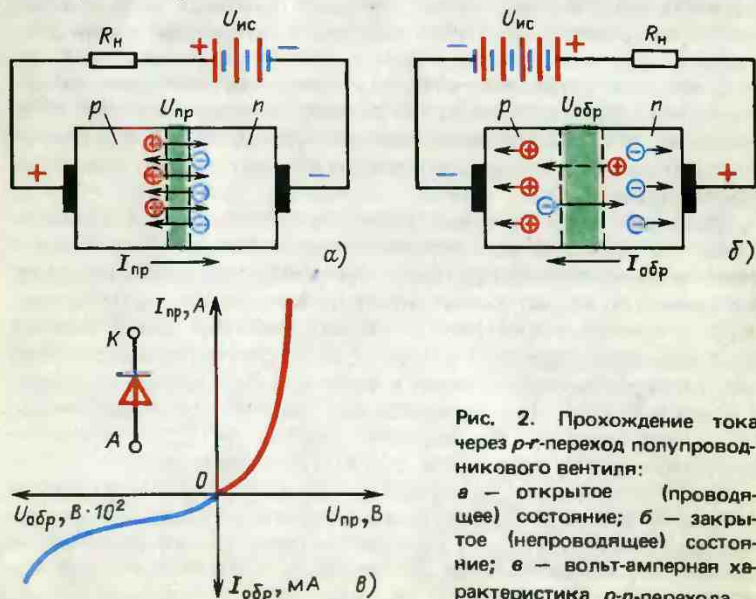


Рис. 2. Прохождение тока через  $p-n$ -переход полупроводникового вентиля:

а — открытое (проводящее) состояние; б — закрытое (непроводящее) состояние; в — вольт-амперная характеристика  $p-n$ -перехода

лов для полупроводниковых диодов наибольшее применение получили кремний и германий.

**Кремниевые диоды.** Конструктивной основой для этих диодов являются тонкие диски (пластинки), вырезанные из монокристалла кремния с электронным типом электропроводности, в которых сплавлением с алюминием либо диффузией в кремний атомов алюминия или бора создается слой с электропроводностью  $p$ -типа. На границе раздела этого слоя с основным материалом образуется  $p-n$ -переход.

Кремниевый диск с  $p-n$ -переходом впаивается между молибденовыми пластинками (рис. 3, а), обладающими примерно таким же коэффициентом линейного расширения, как и кремний, и хорошей теплопроводностью. Электрод, присоединяемый к слою полупроводника с электропроводностью  $p$ -типа, является анодом  $A$ , а электрод, присоединяемый к слою  $n$ -типа, — катодом  $K$ . Полученная таким образом двухслойная монокристаллическая структура помещается в неразборный герметичный металлокерамический или керамический корпус, предохраняющий ее

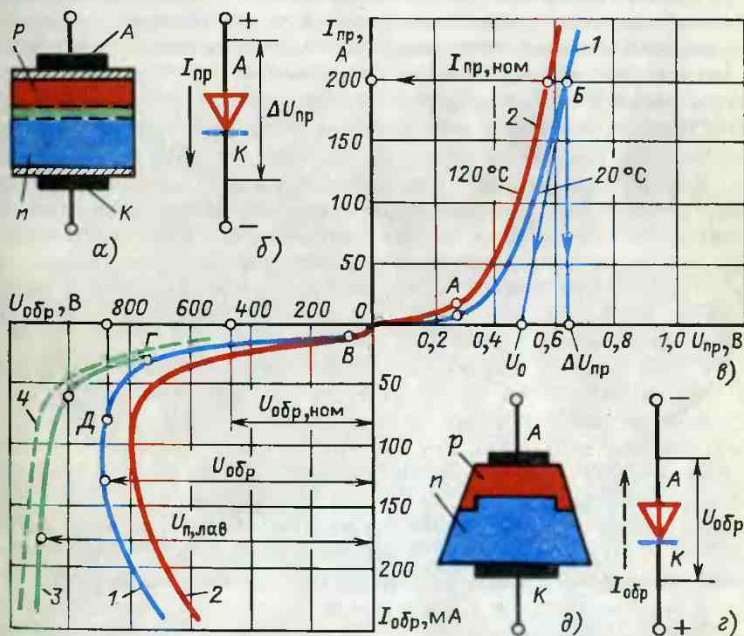


Рис. 3. Неуправляемый кремниевый вентиль — диод:

а — устройство диода (схематическое); б и в — прямое и обратное включение диода; г — статические вольт-амперные характеристики при различных температурах  $p-n$ -перехода; д — форма исполнения  $p-n$ -перехода лавинного диода



от влияния воздействующих факторов окружающей среды — влаги, грязи, механических повреждений.

Основные свойства полупроводникового вентиля наглядно отражает его вольт-амперная характеристика, по которой определяются номинальные данные вентиля, его нагрузочная способность, возможность параллельного и последовательного соединения их в схемах выпрямителей и преобразователей.

На рис. 3, в изображены статические вольт-амперные характеристики кремниевого диода на номинальный ток 200 А. Прямая ветвь  $I_{np} = f(U_{np})$  содержит два характерных участка: на первом, частично совпадающем с осью абсцисс участке  $OA$ , вентиль имеет сравнительно большое сопротивление, и с ростом прямого напряжения ток  $I_{np}$  растет незначительно; на втором участке  $AB$  при увеличении  $U_{np} > U_0$  сопротивление диода резко уменьшается, а прямой ток  $I_{np}$  возрастает до значений, определяемых сопротивлением нагрузки.

На обратной ветви различают три участка: первый  $OB$  сравнительно невелик, вентиль обладает еще малой проводимостью и через  $p-n$ -переход проходит небольшой ток  $I_{обр}$ , измеряемый миллиамперами; на втором участке  $BC$  при значительном увеличении обратного напряжения ток  $I_{обр}$  достигает насыщения и незначительно возрастает; третий участок  $CD$  характеризуется резким возрастанием обратного тока при незначительном изменении  $U_{обр}$ , и наступает пробой  $p-n$ -перехода.

Выход диода из строя связан вначале с электрическим пробоем  $p-n$ -перехода, который затем переходит в тепловой пробой, происходящий часто не внутри  $p-n$ -перехода, а в месте его выхода на поверхность кремниевого диска, где имеются участки, в которых напряженность электрического поля (вследствие нарушения структуры кристалла, загрязнения поверхности и т.д.) значительно выше, чем внутри  $p-n$ -перехода.

В этих участках возникает электрический пробой  $p-n$ -перехода и весь обратный ток проходит через них, вызывая резкое увеличение мощности потерь и повышение температуры полупроводниковой структуры, что в конечном счете приводит к тепловому пробую и расплавлению кремния вблизи участка пробоя. Значение напряжения  $U_n$ , при котором обратная ветвь вольт-амперной характеристики резко изгибается, называется пробивным напряжением. Указанный пробой обусловлен ударной ионизацией атомов кристалла свободными носителями заряда и называется лавинным. Возникновение лавинного пробоя приводит к выходу диода из строя вследствие резкого повышения выделяемой при этом мощности при протекании обратного тока.

Для предотвращения выхода из строя  $p-n$ -перехода при кратковременных обратных перенапряжениях разработаны специальные типы си-

ловых диодов с контролируемым лавинообразованием — л а в и н н ы е в е н т и л и. Такой вентиль отличается от обычного тем, что обратная ветвь его вольт-амперной характеристики (см. кривая 3 на рис. 3,в) имеет ярко выраженный перегиб с ограничением напряжения на уровне  $U_{п,лав}$ , которое называют напряжением л а в и н н о г о п р о б о я. Это достигается благодаря специальной ступенчатой форме  $p-n$ -перехода, который в зоне "защитного кольца" (рис. 3,д) имеет меньшую концентрацию дырок, чем в срединной части кремниевой пластины  $n$ -типа, что исключает имеющий место у обычных вентилях локальный пробой на периферии вентиляльного элемента, быстро перерастающий в тепловой пробой с выходом вентиля из строя.

Если к лавинному вентилю (в данном случае к диоду) кратковременно прикладывается напряжение  $U_{обр} > U_{п,лав}$ , то происходит о б р а т и м ы й л а в и н н ы й п р о б о й по всей поверхности  $p-n$ -перехода, что позволяет ограничить выделяемую в нем мощность при протекании обратного тока до нескольких десятков ампер. Воспринимаемое при этом вентиляем напряжение  $U_{обр}$  остается практически равным напряжению лавинообразования  $U_{п,лав}$ . Однако в этом случае оговаривается допустимая энергия, которую может рассеивать прибор при обратном направлении тока, так как длительная работа в таком режиме также ведет к тепловому пробую вентиля. Поэтому полупроводниковые вентиля с лавинной характеристикой допускают только кратковременную работу с перегрузкой по напряжению (при аварийных режимах работы преобразователей, в частности при возникновении перенапряжений).

Разновидностью лавинных диодов являются с т а б и л и т р о н ы, работающие в режиме электрического пробоя  $p-n$ -перехода. При напряжении пробоя обратный ток стабилитрона может возрасти до  $I_{пр,доп}$ , а напряжение остается практически равным напряжению стабилизации  $U_{ст}$ . При приложении прямого напряжения вольт-амперная характеристика лавинного диода такая же, как и у обычного диода (ветви  $OA$  и  $AB$  на рис. 3,в).

Г е р м а н и е в ы е д и о д ы. Электронно-дырочный переход данных вентилях получается путем сплавления пластинки германия электропроводности  $n$ -типа с индием или диффузией атомов другой акцепторной примеси в исходный кристалл. При впадении атомы индия диффундируют в германий, придавая прилегающей области кристалла дырочную электропроводность. К каждому слою германия припаиваются металлические контакты (рис. 4,а), к которым присоединяются внешние выводы. Вентильный элемент помещается в герметичный металлический корпус с изолятором для наружного вывода анода, которым является слой германия с электропроводностью  $p$ -типа. Катодом вентиля является основание корпуса, имеющее шпильку с резьбой (рис. 4,з).

На рис. 4,в изображены вольт-амперные характеристики германиевого диода на ток 10 А. Германиевые диоды по сравнению с кремниевыми обладают меньшим падением напряжения при пропускании прямого тока (0,3–0,6 против 0,8–1,2 В у кремниевых), а также меньшими значениями допустимых обратных напряжений (600–800 по сравнению с 1500–2800 В у кремни-

евых диодов). Обратный ток германиевых диодов примерно на порядок больше, чем у кремниевых на такую же мощность, которые допускают и большие плотности прямого тока (60–80 против 20–40 А/см<sup>2</sup> у германиевых).

Вольт-амперные характеристики полупроводниковых вентиляй зависят от температуры полупроводниковой структуры. С ростом температуры у всех типов вентиляй имеет место: снижение прямого падения напряжения (см. рис. 3,в и 4,в) при тех же значениях прямых токов на рабочем участке прямой ветви  $I_{пр} = f(U_{пр})$ ; значительное увеличение обратного тока, сопровождаемое некоторым ростом напряжения  $U_{п, лав}$  у лавин-

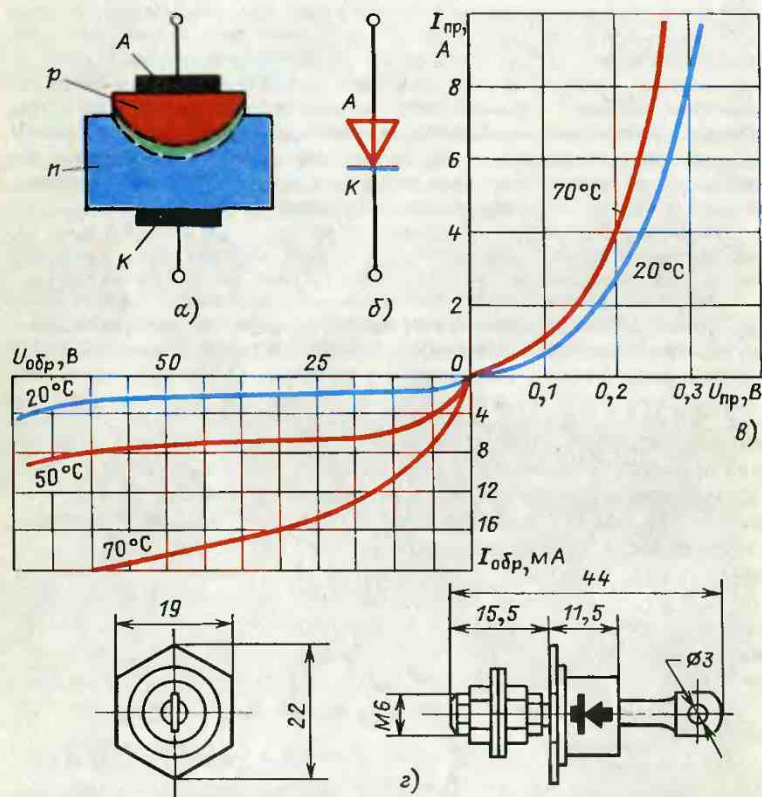


Рис. 4. Схематическое устройство (а), условное обозначение (б), статические вольт-амперные характеристики (в) и конструкция (з) германиевого диода



ных вентилях (кривая 4 на рис. 3,в) и уменьшением напряжения загиба вольт-амперных характеристик у нелавинных диодов.

**Основные параметры диодов.** В силовой полупроводниковой технике в настоящее время применяется система предельных параметров для вентилях, характеризующая предельные возможности использования силовых полупроводниковых приборов и предельные условия их эксплуатации. При любых режимах работы значения воздействующих на прибор величин не должны быть выше предельных параметров. В противном случае силовой полупроводниковый прибор может выйти из строя.

Основными параметрами диодов являются:

1) предельный ток  $I_{\Pi}$  — максимально допустимое среднее за период значение тока, длительно протекающего через диод. Значение  $I_{\Pi}$  определяется в однофазной однополупериодной схеме выпрямления (см. § 3) с активной нагрузкой при частоте 50 Гц, синусоидальной форме тока, угле проводимости  $180^{\circ}$  и максимально допустимой начальной температуре полупроводниковой структуры без последующего приложения напряжения. При использовании вентиля в других схемах необходимо пересчитывать предельный ток, так как изменяются соотношения между средним и действующим значениями тока, протекающего через диод (это учитывается коэффициентом формы тока вентиля).

На практике силовые диоды используются совместно с определенными типами охладителей, поэтому в информационных материалах приводятся значения  $I_{\Pi}$  с учетом влияния охладителя и условий охлаждения (указывается скорость охлаждающего воздуха или расход охлаждающей жидкости);

2) ток рабочей перегрузки  $I_{p, пер}$  — максимальное значение тока, превышающее предельное, который можно пропускать через диод ограниченное время при заданных условиях охлаждения, при этом температура полупроводниковой структуры не превышает допустимое значение. Длительное протекание такого тока вызвало бы превышение максимально допустимой температуры структуры диода;

3) ударный ток  $I_{уд}$  — максимально допустимая амплитуда одиночного импульса аварийного тока синусоидальной формы длительностью 10 мс при заданных условиях работы диода без последующего приложения нагрузки;

4) повторяющееся напряжение  $U_{\Pi}$  — максимально допустимое мгновенное значение напряжения, периодически прикладываемого к диоду в обратном направлении. Напряжение  $U_{\Pi}$  характеризуется классом прибора и является функцией схемы выпрямления;

5) максимальное обратное напряжение  $U_{заг} (U_{\Pi})$  — напряжение, соответствующее области загиба обратной ветви вольт-амперной характеристики диода (напряжение лавинообразования для лавинных приборов), когда даже малые приращения напряжения резко увеличивают обратный ток;

6) прямое падение напряжения  $\Delta U_{пр}$  — мгновенное значение напряжения на диоде при прохождении через него прямого тока  $i_{пр}$ ;

7) обратный ток  $I_{обр}$  — ток, протекающий через прибор при приложении к нему обратного напряжения.

Большинство указанных параметров обычно приводится в техническом паспорте на диод, а более подробная информация о параметрах, ха-

рактических и эксплуатационных свойствах — в технических условиях на силовые диоды.

**Силовые транзисторы.** Транзистором называется полупроводниковый триод, усилительные действия которого основаны на управлении движением носителей электрических зарядов в полупроводниковом кристалле. В качестве исходного материала используют германий или кремний, который путем введения в него акцепторных и донорных примесей превращается в трехслойную структуру с чередующимися слоями  $p$ - и  $n$ -типов электропроводности, разделенных двумя  $p$ - $n$ -переходами. В зависимости от типа проводимости крайних слоев различают транзисторы типов  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$  (рис. 5, а и б).

В структуре типа  $p$ - $n$ - $p$  исходный материал, являющийся основанием (базой) конструкции, имеет  $n$ -проводимость. В два наружных слоя его вводятся путем сплавления или диффузии атомы акцепторной примеси, концентрация которой превышает примерно на два-три порядка концентрацию ранее введенной в монокристалл донорной примеси.

В транзисторах типа  $n$ - $p$ - $n$  в исходный монокристалл с  $p$ -проводимостью в наружные слои вводится донорная примесь в значительно большей концентрации. Один из наружных слоев, инжектирующий основные носители тока в приборе (дырки или электроны) называется эмиттером. Другой наружный слой, принимающий эти заряды, называется коллектором. Промежуточный слой, называемый базой, выполняет функции управляющего электрода, регулируя поток зарядов и, следовательно, значение тока, протекающего через прибор. На рис. 5, в и г показаны условные обозначения обоих типов транзисторов, рабочие полярности напряжений и направления токов.

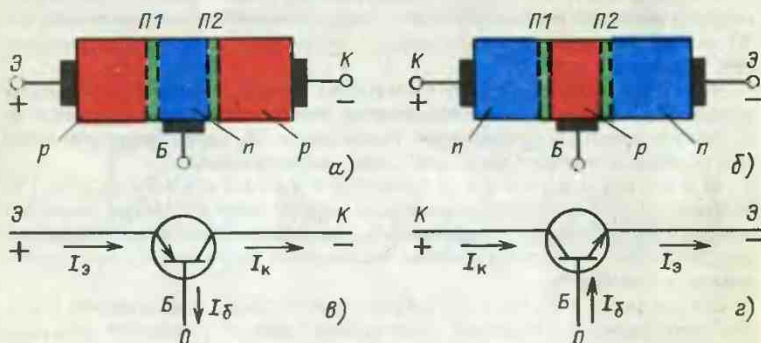


Рис. 5. Полупроводниковая структура транзисторов типов  $p$ - $n$ - $p$  (а) и  $n$ - $p$ - $n$  (б) и их условные обозначения в электронных схемах (в и г)

Принцип действия указанных разновидностей транзисторов в основном один и тот же, за исключением противоположных знаков основных носителей тока, поэтому рассмотрим работу только транзистора  $p-n-p$ -типа.

Переходы  $\Pi 1$  и  $\Pi 2$  (рис. 6, а), возникающие в процессе формирования  $p$ - и  $n$ -слоев в транзисторе типа  $p-n-p$ , имеют ту же электрическую природу, что и  $p-n$ -переход в силовом диоде. При отсутствии внешних напряжений через переходы  $\Pi 1$  и  $\Pi 2$  проходят встречные диффузионные потоки основных и неосновных носителей, уравновешивающие друг друга. Поэтому результирующий ток в  $p-n$ -переходах равен нулю.

В случае подключения транзистора к внешним источникам постоянных напряжений с полярностью, указанной на рис. 6, а

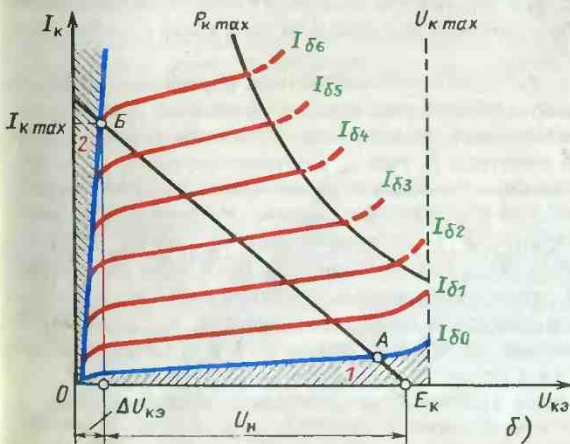
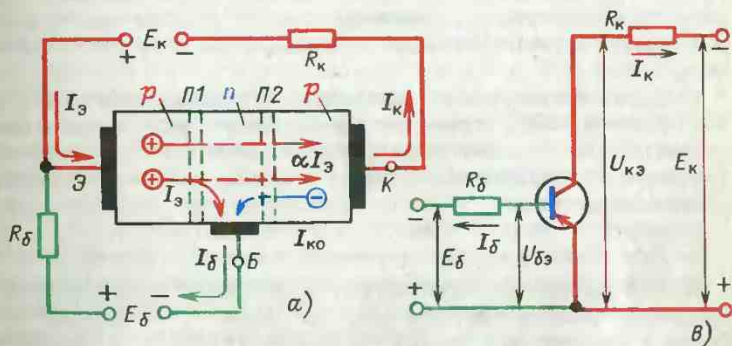


Рис. 6. Включение транзистора по схеме с общим эмиттером:

а — прохождение тока через транзисторную структуру  $p-n-p$ ; б — выходные вольт-амперные характеристики; в — схема переключателя на транзисторе



(такое включение транзистора называют включением с общим эмиттером), эмиттерный переход  $\Pi 1$  смещается в прямом направлении, коллекторный  $\Pi 2$  — в обратном. При этом резко возрастает инжекция дырок через переход  $\Pi 1$ , что создает эмиттерный ток  $I_3$ . Значение этого тока очень сильно зависит от напряжения  $U_{кэ}$  (в соответствии с прямой вольт-амперной характеристикой перехода  $\Pi 1$ ). Основная часть дырок диффундирует через базовый слой к переходу  $\Pi 2$ . Поскольку электрическое поле коллекторного перехода является для дырок ускоряющим, то, пройдя этот переход, они создают коллекторный ток  $I_к$ .

В установившемся режиме коллекторный ток  $I_к$  всегда меньше эмиттерного тока  $I_3$ , так как небольшая часть дырок рекомбинирует в базовой области с электронами, вместо которых из внешней цепи в базу входят новые электроны. В результате такого процесса создается базовый ток —  $I_б$ , которому соответствует противоположно направленный ток  $+I_б$  во внешней цепи.

Значение базового тока составляет небольшую долю (1–5%) эмиттерного тока, так как концентрация электронов в базе намного ниже концентрации дырок в эмиттере. Три основных (дырочных) составляющих токов транзистора связаны между собой соотношением

$$I_3 = I_к + I_б. \quad (1)$$

Коллекторный ток транзистора  $I_к$  связан с током эмиттера  $I_3$  коэффициентом передачи тока  $\alpha = I_к/I_3 < 1$ , который тем ближе к единице, чем больше концентрация основных носителей заряда в эмиттере и меньше ширина базового слоя полупроводниковой структуры.

Через переход  $\Pi 2$  протекает небольшой обратный ток  $-I_{к0}$ , который создается дрейфом неосновных носителей заряда (дырок) через коллекторный переход под действием температуры. От значения тока эмиттера  $I_3$  ток  $I_{к0}$  не зависит.

На рис. 6,б приведены выходные характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, отображающие зависимость тока коллектора  $I_к$  от напряжения  $U_{кэ}$  между коллектором и эмиттером при разных значениях тока базы  $I_б$ . В преобразовательных устройствах силовые транзисторы используются, как правило, в качестве ключевых элементов, т.е. работают в режиме переключения из области отсечки 1 в область насыщения 2.

В режиме отсечки (точка А на выходной характеристике с  $I_б = 0$ ) почти все напряжение питания  $E_к$  приложено к транзистору. В нагрузке  $R_к$  протекает незначительный ток, равный обратному току коллекторного перехода. Потенциал базы положителен по отношению к эмиттеру. Этот режим соответствует разомкнутому состоянию транзисторного ключа.

В режиме насыщения (точка *Б* на выходных характеристиках) сопротивление транзистора мало, через него протекает максимальный ток  $I_{к\max}$  (ток насыщения), определяемый сопротивлением нагрузки  $R_k$ . Потенциал базы отрицателен по отношению к эмиттеру, и только небольшая часть напряжения источника питания  $\Delta U_{кз}$  приложена к транзистору. Этот режим соответствует замкнутому состоянию транзисторного ключа (рис. 6, в).

В активной области (участок *АБ*) транзистор работает как усилительный элемент. Эта область является переходной при работе транзистора в ключевом режиме.

Принцип действия рассмотренных выше транзисторов основан на использовании зарядов двух знаков — дырок и электронов, поэтому их часто называют биполярными. В последнее время разработаны мощные транзисторы, принцип действия которых основан на использовании носителей заряда только одного знака — электронов или дырок. Управление током таких транзисторов осуществляется изменением проводимости канала, через который протекает ток прибора под воздействием электрического поля. Вследствие этого такие транзисторы называются униполярными или полевыми. Положительными особенностями полевых транзисторов являются высокое быстродействие и большое входное сопротивление, что позволяет свести к минимуму потери мощности на управление ключевыми элементами преобразовательных устройств. Основным их недостатком является сравнительно высокое сопротивление во включенном состоянии.

*Основные параметры силовых транзисторов.* Мощные транзисторы, используемые в схемах преобразовательных устройств, выбираются по следующим параметрам:

1) максимальный ток коллектора  $I_{к\max}$  ток, при котором мощность, рассеиваемая на коллекторе, не превышает максимально допустимое значение;

2) максимальное напряжение между коллектором и эмиттером  $U_{кз\max}$  — максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером при коротком замыкании эмиттера и базы или при включении между ними определенного резистора  $R_B$ ;

3) максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе,  $P_{к\max}$  — мощность, при которой температура коллекторного перехода (с учетом условий охлаждения прибора) не превышает максимально допустимую.

4) статический коэффициент усиления по току  $V_{ст}$  — отношение тока коллектора к току базы.

Работа транзисторов в предельных режимах соответствует границе гарантированной надежности, поэтому использование предельных режимов в схемах, от которых требуется высокая надежность, не допускается.

**Управляемые вентили — тиристоры.** Тиристоры являются мощными управляемыми полупроводниковыми приборами, ко-

торые отличаются от транзисторов очень высокими значениями коэффициентов усиления управляющего сигнала (более 1000), а также большими значениями рабочих токов и напряжений.

Основным элементом тиристоров является кремниевый диск с электронным типом электропроводности, в котором специальными технологическими методами создается четырехслойная полупроводниковая структура типа  $p-p-n$ . В результате получается монокристаллическая система с тремя  $p-n$ -переходами  $\Pi 1$ ,  $\Pi 2$ ,  $\Pi 3$ , включенными последовательно (рис. 7,а).

Крайние два слоя  $p_1$  и  $p_2$  с припаянными к ним металлическими электродами являются соответственно анодом  $A$  и катодом  $K$  тиристора. К внутреннему слою  $p_2$  присоединяется управляющий электрод  $УЭ$ . Такую структуру, часто называемую вентильным элементом, монтируют в специальный корпус, имеющий внешние выводы от электродов. Для упрощения конструкции тиристора вывод от  $УЭ$  делают в сторону катода (рис. 7,в).

При включении тиристора в электрическую цепь с регулируемым источником постоянного напряжения  $U_{ип}$  (рис. 8,а), полярность которого можно изменять, связь между током, протекающим через тиристор в прямом и обратном направлениях, и напряжением между анодом и катодом отражает статическая вольт-амперная характеристика (рис. 8,б).

Если на электрод  $УЭ$  тиристора управляющий сигнал не подан ( $I_{У} = 0$ ), а напряжение  $U_{пр}$  или  $U_{обр}$  между анодом и катодом не превышает определенного уровня ( $U_{пер}$  или соответственно  $U_{п}$ ), то тиристор имеет большое сопротивление в прямом и обратном направлениях и ток через прибор практически не протекает. Действительно, если к аноду тиристора приложить отрицательное напряжение относительно катода, то к среднему переходу  $\Pi 2$  (рис. 8,в) будет приложено прямое напряжение  $U_{пр}$ , а к переходам  $\Pi 1$  и  $\Pi 3$ , соединенным последовательно, — обратное напряжение  $U_{обр}$ . В результате тиристор оказывается запер-

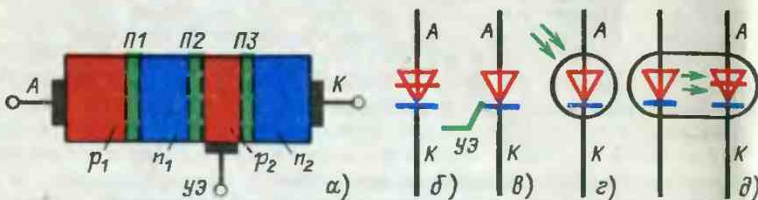


Рис. 7. Управляемый кремниевый вентиль — тиристор:

а — схема четырехслойной структуры; условные обозначения тиристоров различных типов: б — динистора, в — триодного, г — фототиристора и д — оптронного



тым. Через него и во внешней цепи протекает небольшой обратный ток  $I_{обр}$ , что соответствует обратной ветви вольт-амперной характеристики тиристора, которая подобна ветви  $I_{обр} = f(U_{обр})$  силового кремниевого диода (см. рис. 3, в). При подаче на анод тиристора положительного напряжения, не превышающего определенного уровня, например  $U_{пр,б} < U_{пер}$  (рис. 8, б), к переходам П1 и П3 прикладывается прямое напряжение, а к переходу П2 – обратное напряжение, но так как управляющий сигнал отсутствует, то вентиль остается в закрытом состоянии. В этом случае через переход П2, а следовательно, и через тиристор проходит в прямом направлении небольшой ток утечки  $I_{ут}$ .

Перевод тиристор из "з а к р ы т о г о" состояния в "о т к р ы т о е" при положительном напряжении на аноде может быть осуществлен тремя способами: повышением приложенного напряжения вплоть до напряжения переключения – в к л ю ч е н и е п о а н о д у (диодный тиристор,

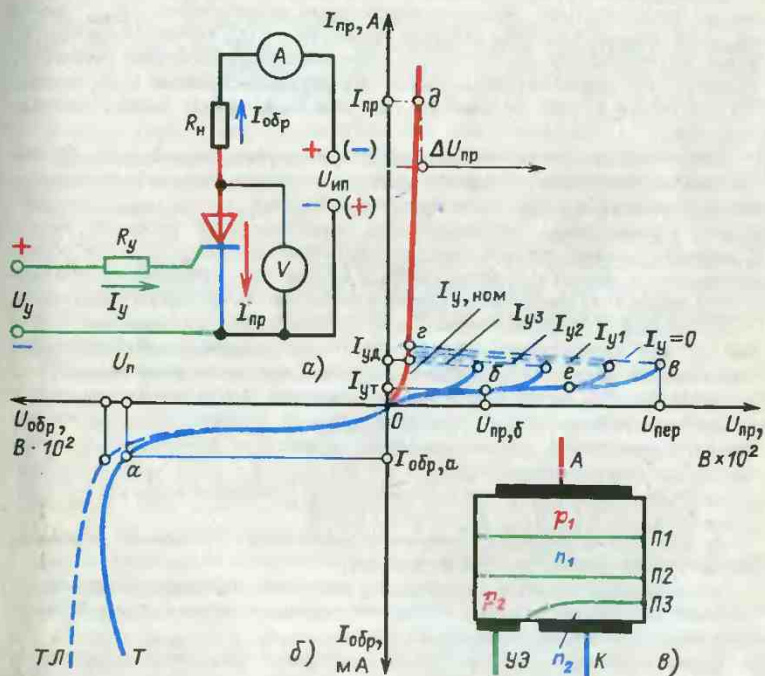


Рис. 8. Вольт-амперные характеристики тиристора: а – схема для снятия характеристик; б – статические вольт-амперные характеристики; в – схематическое устройство тиристора

или динистор), подачей положительного напряжения на управляющий электрод относительно катода, т.е. воздействием на цепь управления (триодный тиристор); облучением базовой области  $p_2$  световым потоком (фототиристор и оптронный тиристор).

**Включение по аноду.** При постепенном увеличении прямого напряжения возрастает ток  $I_{УТ}$  (участки *бв* и *ев* на вольт-амперной характеристике тиристора, см. рис. 8). В точке *в* этот процесс становится лавинообразным и тиристор переходит из закрытого состояния в открытое (участок *ез*). Напряжение на приборе в точке *в* называется напряжением переключения  $U_{пер}$ .

Участок *зд* соответствует открытому состоянию тиристора, через который проходит прямой ток  $I_{пр}$ , значение которого ограничивается сопротивлением внешней цепи. Все три  $p$ - $n$ -перехода прибора смещены в прямом направлении, в связи с этим падение напряжения на открытом тиристора  $\Delta U_{пр}$  становится незначительным (0,75–1,5 В). Однако такое открывание по аноду (напряжением  $U_{пер}$ ) для триодных тиристорov обычно не допускается. При необходимости использовать такой способ включения следует применять диодный тиристор (д и н и с т о р), специально предназначенный для таких условий работы (см. рис. 7,б).

**Включение по управляющему электроду.** Если при прямом напряжении на аноде вентиля, меньшем напряжения переключения  $U_{пер}$ , подать на управляющий электрод импульс напряжения  $U_y$ , то через переход  $P3$  будет проходить небольшой ток  $I_y$ , нейтрализующий действие закрытого перехода  $P2$ . Тиристор открывается при меньшем значении  $U_{пер}$  и рабочая точка переходит на участок *зд* вольт-амперной характеристики (рис. 8,е).

Такой процесс отпирания тиристора происходит очень быстро (не более чем за 15–20 мкс). С ростом тока  $I_y$  снижается напряжение переключения тиристора и открытому состоянию прибора ( $I_y = I_{y, ном}$ ) соответствует прямая ветвь вольт-амперной характеристики силового диода. С момента, когда тиристор находится в открытом состоянии, ток управления уже не влияет на работу прибора и может быть прекращен, что позволяет применять импульсные схемы управления включением тиристорov.

**Включение с помощью света.** Перевод тиристора в проводящее состояние можно осуществить облучением полупроводниковой структуры ( $p_2$  слоя на рис. 7,а) световым потоком, под действием которого в  $p$ - $n$ -переходе  $P2$  увеличивается число носителей заряда, необходимое для отпирания прибора. Такой способ включения получил применение при создании тиристорov, управляемых от внешнего по отношению к корпусу прибора источника света (ф о т о т и р и с т о р ы), и тиристорov, управляемых от источника света (излучателя), помещенного внутри корпуса прибора (о п т р о н н ы е т и р и с т о р ы).

На рис. 7,б–д показаны условные обозначения указанных разновидностей тиристорov по способу включения.

Для перевода тиристора в закрытое состояние необходимо удалить из базовых областей накопленный за время проводимости избыточный заряд носителей. Этот процесс можно получить:

1) уменьшением прямого тока до некоторого минимального значения, называемого удерживающим током  $I_{уд}$ . При питании тиристора от источника переменного тока это происходит естественным путем, когда напряжение анод-катод проходит через ноль, или следует перевести анодный ток во вспомогательную цепь, параллельную тиристорy;

2) размыканием анодной цепи или кратковременной подачей на вентиль обратного напряжения, получаемого от вспомогательного источника (обычно от предварительно заряженного конденсатора для выключения тиристора в цепях с питанием от источника постоянного напряжения). При этом начинается процесс рассасывания накопленных в полупроводниковой структуре зарядов (дырок и электронов), в процессе которого через тиристор протекает обратный ток, который после удаления зарядов уменьшается практически до нуля. Таким образом, получают принудительную (искусственную) коммутацию управляемых вентиляей.

Восстановление запирающей способности тиристора происходит в течение 15–250 мкс в зависимости от типа вентиля (у мощных приборов время выключения достигает 550 мкс), после этого вентиль снова может выдерживать без включения прямое напряжение.

Обратная ветвь вольт-амперной характеристики тиристора при разомкнутой цепи управляющего электрода ничем не отличается от аналогичной ветви силового диода и также характеризуется пробивным напряжением  $U_n$ . Аналогично лавинным диодам выпускаются лавинные тиристоры, которые способны рассеивать большую, чем обычные управляемые вентили, мощность при протекании обратного тока. На рис. 8,б показаны зависимости  $I_{обр} = f(U_{обр})$ : сплошной синей линией — для обычных тиристоров, пунктирной — для лавинных.

Влияние температуры на обратную ветвь вольт-амперной характеристики и на участок прямой ветви в проводящем состоянии тиристора такое же, как и для неуправляемого вентиля, т.е. с ростом температуры  $p-n$  структуры значения  $U_n$  и  $I_{обр}$  увеличиваются, а  $\Delta U_{пр}$  — уменьшается. На участке прямой ветви, соответствующем закрытому состоянию тиристора, величина  $U_{пер\ max}$  может для одних типов тиристоров уменьшаться, для других — увеличиваться.

Тиристор с четырехслойной  $p-p-p-n$  структурой, как и диод, обладает односторонней проводимостью. Для электрических цепей переменного тока разработаны специальные приборы — симметричные тиристоры (симисторы), которые имеют: пять чередующихся слоев с проводимостями  $p$ - и  $n$ -типов (рис. 9,а), два внешних силовых электрода  $CЭ$  и  $CЭУ$  и один управляющий электрод  $УЭ$ , который расположен в центре, а верхние металлические контакты левой и правой частей электрически связаны.

В такой структуре как при одной, так и при другой полярности приложенного напряжения выполняются условия для пропускания рабочего тока в прямом и обратном направлениях, если на электрод  $УЭ$  подавать положительный относительно электрода  $CЭУ$  управляющий импульс. Если при этом на электрод  $CЭУ$  подано положительное относительно электрода  $CЭ$  напряжение, то проводит ток правая половина структуры ( $p_1-n_2-p_2-n_3$ ),



если отрицательное, то в проводящее состояние переключится структура его левой части ( $n_1-p_1-n_2-p_2$ ). На рис. 9,б показаны вольт-амперные характеристики симистора при различных значениях тока управления.

Для отпирания тиристора на его управляющий электрод нужно подать от источника управления сигнал определенных амплитуды, длительности и полярности. При этом амплитуда и длительность сигнала управления должны соответствовать вольт-амперным характеристикам управляющего электрода тиристора  $i_y = f(u_y)$  (рис. 10). Кривая 1 соответствует прибору с максимальным входным сопротивлением ( $R_{y3\max}$ ) при максимально допустимой температуре структуры, а кривая 2 — прибору с минимальным входным сопротивлением ( $R_{y3\min}$ ) при минимально возможной в условиях эксплуатации температуре.

Сверху и справа диаграмма управления ограничивается прямыми 3 и 4, соответствующими предельно допустимым значениям напряжения управления  $U_{y\max}$  и тока  $I_{y\max}$  на управляющем электроде (в зависимости от температуры структуры). В левом углу диаграммы указывают область (на рис. 10 она заштрихована), которая ограничена минимальными значениями тока  $I_{y\min}$  и напряжения  $U_{y\min}$ , необходимыми для надежного отпирания любого тиристора данного типа независимо от разброса параметров цепи управления. На диаграмме также приводятся кривые допустимой мощности потерь  $\Delta P_{y3}$ , выделяющихся на управляющем электроде, для различных значений

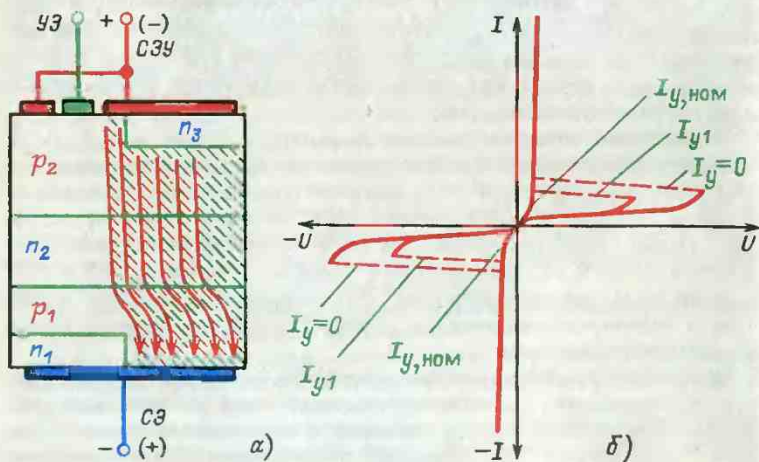


Рис. 9. Полупроводниковая структура симистора (а) и вольт-амперные характеристики (б)

длительности управляющих сигналов (кривая 5 соответствует импульсному управлению, кривая 5' — отпираанию тиристоров постоянным током).

Область, заключенная между заштрихованной зоной, предельными вольт-амперными характеристиками 1 и 2, линиями предельно допустимых значений напряжения и тока управления и кривой 5, является областью гарантированного включения тиристора.

Нагрузочная характеристика источника управляющего сигнала ( $R_{y,c} = U_y / I_y$ ) должна пересекать входную вольт-амперную характеристику данного тиристора в области гарантированного включения.

Большинство типов тиристоров отечественного производства включается токами 200–400 мА при напряжении на управляющем электроде не более 8 В. Длительность отпирающего импульса зависит от вида нагрузки: при активной нагрузке она должна быть не менее 10–15 мкс, при индуктивной нагрузке требуется более широкий импульс. Для четкого включения тиристоров, уменьшения потерь мощности на переходе УЭ–К при включении, а также для уменьшения разброса значений времени включения приборов при групповом соединении вентилях управляющие импульсы должны иметь крутой передний фронт — не менее 1 А/мкс.

*Основные параметры тиристоров.* Часть параметров, которыми характеризуются мощные тиристоры, аналогична параметрам, указанным выше

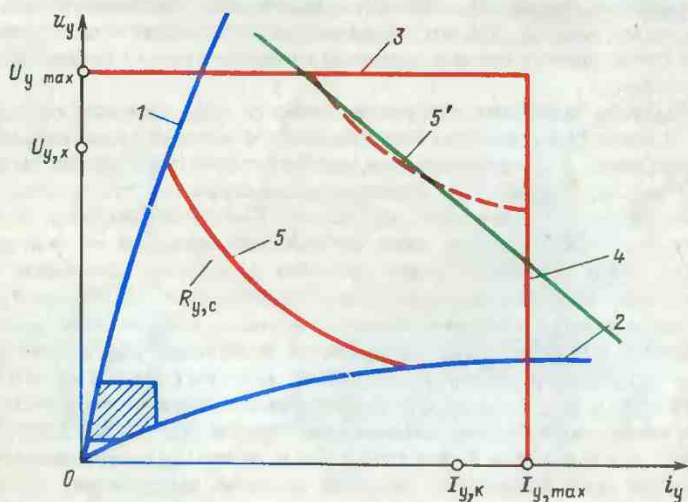


Рис. 10. Характеристики цепи управления тиристора

для силовых диодов. Кроме того, в технических условиях обычно указываются:

1) динамические параметры, характеризующие условия эксплуатации тиристоров в схемах преобразователей: время включения  $t_{вкл}$ , мкс — это время от момента подачи управляющего импульса до момента снижения прямого напряжения на тиристоре до 10% начального значения при работе на активную нагрузку; время выключения (восстановления запирающей способности)  $t_{выкл}$ , мкс; критическая скорость нарастания прямого напряжения  $(\Delta u_{пр}/\Delta t)$ , В/мкс — максимально допустимое значение скорости нарастания прямого напряжения при разомкнутой цепи управления (при превышении этого значения происходит самопроизвольное включение тиристора); ток удержания  $I_{удерж}$ , А — минимальный прямой ток, протекающий через тиристор при разомкнутой цепи управляющего электрода, при котором прибор еще находится в открытом состоянии; ток утечки  $I_{ут}$ , А — ток, протекающий через тиристор с разомкнутой цепью управляющего электрода при приложении к нему напряжения в прямом направлении;

2) параметры цепи управления (катод — управляющий электрод), характеризующие переход тиристора из закрытого состояния в открытое: отпирающий ток управления  $I_{у}$ , мА — наименьшее значение тока управления, необходимое для переключения прибора.

Большинство указанных параметров силовых вантелей обычно приводится в техническом паспорте на прибор, а более подробная информация о параметрах, характеристиках и эксплуатационных свойствах — в технических условиях на прибор.

**Оптоэлектронные полупроводниковые приборы.** Оптронами называют такие оптоэлектронные приборы, в которых имеются источник и приемник светового излучения (светоизлучатель и фотоприемник) с тем или иным видом оптической и электрической связи между ними и которые конструктивно связаны друг с другом.

Принцип действия оптронов любого вида основан на том, что в излучателе энергия электрического сигнала преобразуется в световую; в фотоприемнике, наоборот, световой сигнал вызывает электрический ток. Электрический сигнал на излучатель подается обычно от внешнего источника. Световой сигнал на фотоприемник поступает по цепи оптической связи от излучателя.

Процессы преобразования энергии в оптроне основаны на квантовой природе света, который представляет собой электромагнитное излучение в виде потока частиц — квантов.

**Светоизлучатели.** Для применения в оптронах пригодны несколько разновидностей излучателей: миниатюрные лампы накаливания, в которых используется тепловое излучение нагретой электрическим током до 1800–2000 °С нити; неоновые лампы, в которых используется свечение электрического разряда газовой смеси неон–аргон, и др. [см. 1, § 1.1].

Указанные виды излучателей имеют невысокую светоотдачу,



ограниченную долговечность, большие габариты, малую направленность излучения и сложны в управлении. Основным видом излучателя, используемым в оптронах, является полупроводниковый инжекционный светоизлучающий диод — светодиод. Рассмотрим процесс преобразования энергии в таком оптроне (рис. 11,а).

На границе раздела  $p$ - и  $n$ -областей полупроводниковой структуры, как было показано выше, возникает  $p$ - $n$ -переход, в котором сосредоточен объемный заряд из дырок и электронов. При приложении к структуре прямого напряжения  $U_{ин}$  в активной области  $B$  кристалла некоторых видов полупроводников (например, арсенида галлия и соединений на его основе) создается избыточная концентрация свободных носителей зарядов, инжектируемых  $p$ - $n$ -переходом, смещенным в прямом направлении. Возникающий при этом поток электронов проходит через область объемного заряда  $E$ , создавая электронный ток  $I_n$ . Часть электронов рекомбинирует в активной  $B$  и непрозрачной  $C$  областях кристалла с дырками. Каждый акт рекомбинации основных носителей заряда сопровождается излучением кванта света, т.е. имеет место излучательная рекомбинация.

Одновременно возникает дырочная составляющая тока  $I_p$ , обусловленная инжекцией дырок в  $n$ -область и отражающая тот факт, что  $p$ - $n$ -переходов с односторонней инжекцией не бывает. Доля этого тока тем меньше, чем сильнее легирована  $n$ -область по сравнению с  $p$ -областью структуры кристалла [3].

Часть возникающего излучения поглощается в оптически "прозрачной" области  $A$  кристалла (лучи 1 на рис. 11,б), кро

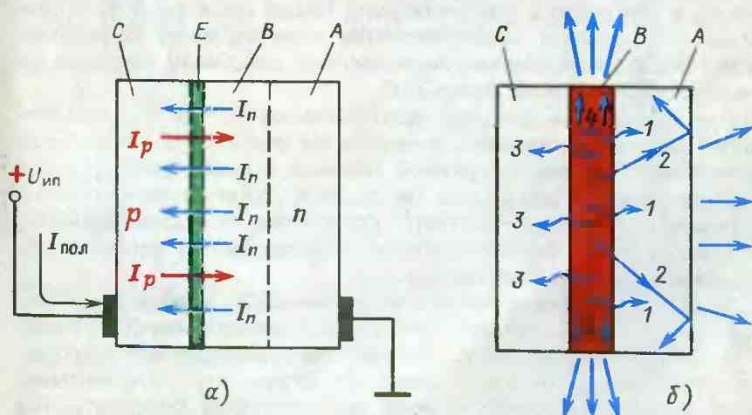


Рис. 11. Электрическая (а) и оптическая (б) модели светодиода

ме того, имеет место: внутреннее отражение (лучи 2) при падении лучей света на границу раздела сред полупроводник — воздух, имеющих разную оптическую плотность, что приводит в конечном счете к их потере из-за самопоглощения.

Генерация квантов в активной области полупроводника является спонтанной и характеризуется тем, что лучи света направлены равновероятно во все стороны. Лучи 3, распространяющиеся в сторону сильно легированной области полупроводника, быстро поглощаются. Активная область *B* обладает волноводным эффектом, и лучи 4 вследствие многократных отражений фокусируются вдоль этой области, поэтому интенсивность торцевого излучения значительно выше, чем в других направлениях выхода света из кристалла.

Основными материалами, из которых изготавливаются излучатели, являются арсенид галлия и соединения на его основе, а материалом для фотоприемников служит кремний. Оба вида материалов имеют практически одинаковую оптическую плотность (показатель преломления). Это обстоятельство обеспечивает полное оптическое согласование генераторного и приемного блоков оптрона.

**Фотоприемники.** Принцип действия используемых в оптронах фотоприемников основан на внутреннем фотоэффекте, заключающемся в отрыве электронов от атомов внутри кристаллического тела под действием электромагнитного (оптического) излучения. Образование свободных электронов приводит к изменению электрических свойств облучаемого тела, а возникающие при этом фотоэлектрические явления используются на практике. Экспериментально установлено, что наиболее значительные фотоэлектрические явления имеют место в полупроводниках, в основном в беспримесных. Таким образом, в фотоприемнике происходит преобразование квантов света в энергию подвижных электрических зарядов, под действием которых на *p-n*-переходе возникает фото-ЭДС.

При разработке оптопар фотоприемник является определяющим элементом оптрона, а излучатель выбирается "под фотоприемник". Уровень оптронной техники в наибольшей степени характеризуется диодными оптронами, промышленные типы которых отличаются простотой устройства, большим разнообразием, широтой функциональных возможностей, хорошим сочетанием электрических параметров.

**Конструкция силовых полупроводниковых приборов.** Основной конструкции всякого полупроводникового прибора является полупроводниковая структура, определяющая его электрические параметры и характеристики. Структуру с элементами, обеспечивающими необходимую механическую прочность, надежный электрический и тепловой контакты с корпусом прибора, называют вентильным элементом конструкции. Вентильный

элемент должен иметь надежную защиту от влияния окружающей среды, поэтому он помещается в корпус, обеспечивающий герметизацию и механическую прочность всей конструкции.

По виду конструкции корпуса все силовые полупроводниковые вентили можно разделить на штыревые, с плоским основанием (фланцевые) и таблеточные.

На рис. 12,а показана конструкция штыревого тиристора, основание которого 2 изготовляется из меди совместно с нарезным болтом 1 для обеспечения электрического и теплового контакта с охладителем. Тиристоры с плоским основанием корпуса (рис. 12,в) имеют медный фланец 1 для крепления прибора болтами к охладителю. Крышки корпусов в обоих типах тиристоров выполняются в металлокерамическом исполнении. Верхний силовой вывод 3 может быть выполнен в виде металлического (медного) плетеного жгута (гибкий вывод) или медного полого стержня, заполненного свинцом (жесткий вывод, рис. 12,б).

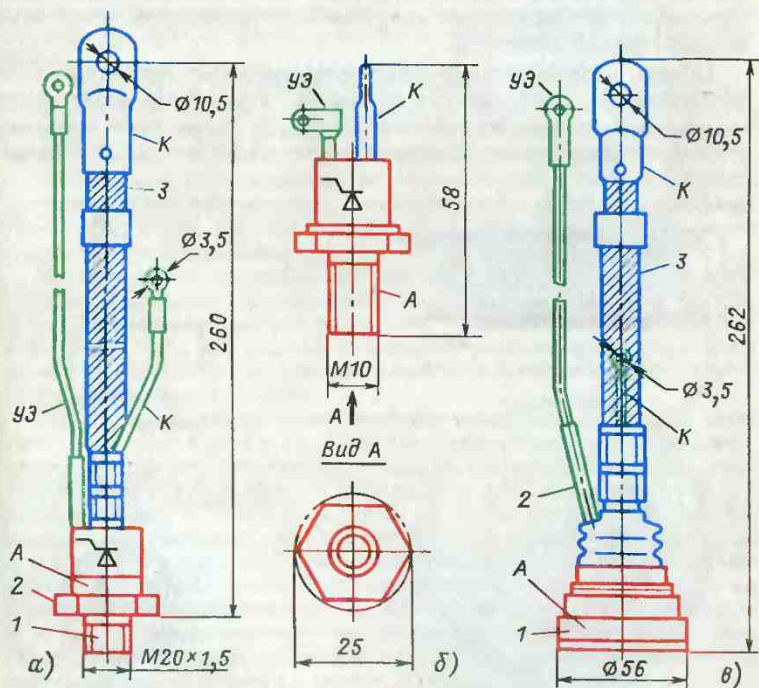


Рис. 12. Конструкция мощных тиристорov:

а — штыревой тиристор с гибким и б — без гибкого выводом; в — фланцевый тиристор с гибким выводом



Тиристоры таблеточной конструкции (рис. 13,а) выполняются в виде таблетки 1 в гофрированном керамическом корпусе, обеспечивающем защиту вентиляльного элемента от загрязнений и механических повреждений. Таблетка помещается между верхним 2 и нижним 6 металлическими основаниями прибора, которые соприкасаются с охладителями, создавая электрический и тепловой контакты. Управляющий электрод 4 тиристора выведен на боковую поверхность корпуса. Подключение прибора к электрической цепи производится посредством токоведущих пластин 3 и 5.

Штыревая и фланцевая конструкции применяются для силовых вентилях на ток до 320 А, таблеточная — на ток 250 А и более. Приборы с плоским основанием корпуса более стойки к воздействию циклической смены температуры. В разработках тиристоров последних лет такая конструкция применяется более часто.

На рис. 13,б в качестве примера показана конструкция нового силового кремниевого транзистора серии ТК. Такие приборы имеют массивный корпус штыревой конструкции с нарезным болтом на основании для соединения с радиатором и жесткие выводы базы и эмиттера.

Общая характеристика полупроводниковых приборов. Отечественная промышленность выпускает в широком ассортименте силовые полупроводниковые приборы, применение которых позволяет создавать экономичные, малогабаритные и облада-

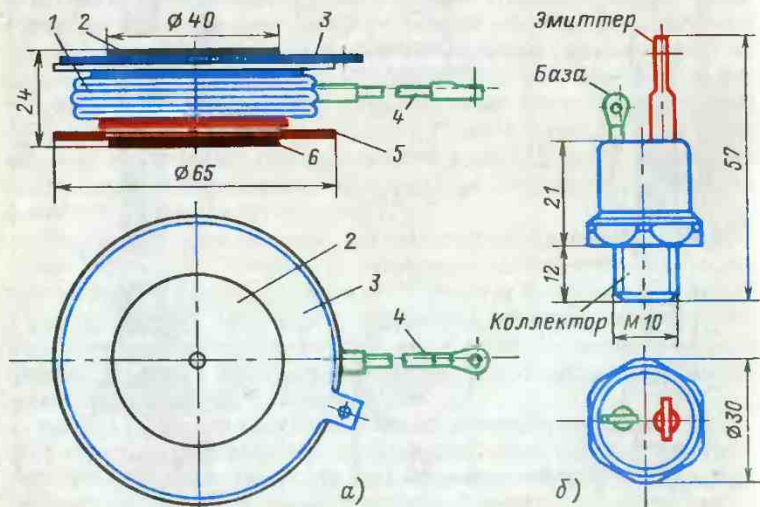


Рис. 13. Таблеточная конструкция тиристора Т500 без охладителя (а) и габаритно-установочные размеры силового транзистора (б)

ющие высокой надежностью различные преобразователи электрической энергии. Для удобства выбора полупроводниковых приборов в процессе проектирования установок и замены вышедших из строя вентилях во время их эксплуатации применяется буквенно-цифровая система условных обозначений на силовые диоды, тиристоры, транзисторы и оптроны (ГОСТ 15543-70\*).

**Кремниевые диоды.** В обозначении типа диода должны быть следующие элементы: буква В, обозначающая вентиль; для диодов с лавинной характеристикой добавляется буква Л (ВЛ), для высокочастотных диодов — буква Ч (ВЧ), для вентилях с водяным охлаждением после буквы В или Л добавляется буква В (ВВ или ВЛВ); затем приводится цифра, обозначающая конструктивное исполнение прибора одного и того же типа (для первого исполнения цифра 1 не указывается), при этом после цифры ставится черточка; далее следуют цифры, обозначающие предельный ток в амперах, и, наконец, цифра (цифры), обозначающая класс по напряжению; иногда указывается прямое падение напряжения (среднее значение) в вольтах.

Например, обозначение вентиля типа ВЛВ-500-В расшифровывается так: диод с лавинной характеристикой, с водяным охлаждением, на предельный ток 500 А, 8-го класса (т.е. с повторяющимся напряжением 800 В).

На практике часто применяется сокращенное обозначение отдельных типов вентилях, включающее два первых элемента полного обозначения. Например, обозначение вентиля типа В2-320 читается так: диод второго конструктивного исполнения (циклостойкий) с предельным током 320 А.

Промышленностью выпускаются несколько серий силовых диодов (низкочастотные, циклостойкие, высокочастотные и др.) на предельные токи  $I_n$  10, 25, 50, 200, 320, 500, 800, 1000, 1250 А в одном вентиле, на повторяющееся напряжение  $U_n$  от 100 до 2400 В.

Низкочастотные силовые диоды предназначены для применения в статических преобразователях промышленной частоты в условиях: температуры окружающей среды от  $-50$  до  $+40$  °С при воздушном охлаждении и от  $+5$  до  $+35$  °С при водяном охлаждении; ударных сотрясений с ускорением до  $120 \text{ м/с}^2$  и длительных вибраций в диапазоне частот от 5 до 80 Гц с ускорением до  $75 \text{ м/с}^2$ .

**Силовые транзисторы.** Обозначение типа прибора содержит четыре элемента. Первый элемент — буква (для приборов широкого применения) или цифра (для приборов специального назначения) обозначает исходный материал: Г или 1 — германий; К или 2 — кремний; А или 3 — арсенид галлия. Второй элемент — буква, определяющая принадлежность транзистора к биполярным (Т) или полевым (П) приборам. Третий элемент — трехзначное число, указывающее назначение транзистора по мощности и частотным свойствам, например для силовых низкочастотных транзисторов — от 701 до 799. Четвертый элемент — буква, указывающая разновидность прибора денного типа (А, Б . . .). Например, транзистор типа 1Т702Б — это мощный биполярный германиевый транзистор для устройств специального назначения (импульсные схемы, преобразователи напряжения и др.), имеет параметры  $U_{кз \max} = 60 \text{ В}$ ;  $I_{к \max} = 30 \text{ А}$ ;  $P_{к \max} = 150 \text{ Вт}$  (с дополнительным теплоотводом).

В настоящее время разработаны новые силовые кремниевые транзисторы серии ТК (см. рис. 15,б) на ток  $I_{кmax} = 25, 40, 50, 63, 80$  и  $100$  А; мощность  $P_{кmax} = 125, 175, 250, 300, 400, 500$  Вт и напряжение  $U_{кэmax} = 50 \div 200$  В.

**Тиристоры.** В обозначении типа тиристора должны содержаться следующие элементы: буква Т, обозначающая тиристор; для тиристоров с лавинной характеристикой добавляется буква Л (ТЛ), для тиристоров с водяным охлаждением после буквы Т или Л добавляется буква В (ТВ) или (ТЛВ); буквенная часть обозначения может дополняться цифрой, указывающей номер исполнения, 2, 3, ..., 9; далее после черточек следуют числа, указывающие предельный ток в амперах и класс по повторяющемуся напряжению. Иногда указывается прямое падение напряжения в вольтах.

Например, тиристор типа ТЗ-160-7 — это низкочастотный тиристор с воздушным охлаждением, третьего конструктивного исполнения, на предельный ток 160 А, повторяющееся напряжение 700 В (7-й класс). Для обозначения симметричных тиристоров после буквы Т добавляется буква С (ТС), высокочастотных тиристоров — букве Ч (ТЧ), фототиристоров — буква Ф (ТФ), а оптронных тиристоров — буква О (ТО).

Промышленность СССР производит большое количество различных типов тиристоров на предельный ток от 10 до 1600 А и повторяющееся напряжение 100 — 2400 В. К числу наиболее распространенных относятся: тиристоры серии Т, которая состоит из пяти типов вентиляей Т25, Т50, Т100, Т160 и ТВ200 штыревой конструкции и шести типов вентиляей Т250, Т320, Т500, Т630, Т800 и Т1000 таблеточной конструкции; тиристоры нелавинные типов Т2-200, Т2-250, Т2-320, Т2-800, а также типов Т14 на ток 125, 160, 200, 250 и 320 А; тиристоры лавинные типа ТЛ на ток 160, 200, 250, 320 А и типа ТЛВ-200. Выпускаются также специальные тиристоры: быстродействующие высокочастотные серии ТЧ на ток 25, 40, 50, 63, 80, 100 и 125 А, симметричные штыревые типов ТС-80, ТС-125, ТС-160 и другие типы вентиляей [1].

В настоящее время разработан по комплексной программе "Интер-электро" оптимальный ряд силовых полупроводниковых приборов, который включает 188 типов диодов и тиристоров на токи 10—2500 А, повторяющееся напряжение 100—3000 В. Разработанные приборы взаимозаменяемы по электрическим параметрам и габаритно-присоединительным размерам. Основные исполнители по производству новых силовых полупроводниковых приборов — СССР, ЧССР и СРР [4].

**Оптоэлектронные приборы.** Обозначение оптронов аналогично обозначению полупроводниковых диодов и транзисторов, отличается только обозначение первых трех элементов: первый элемент — буква, обозначающая материал светодиода; второй элемент — буква О-оптрон; третий элемент — буква, обозначающая тип фотоприемника: Д — фотодиод, Т — фототранзистор, Р — фоторезистор, У — слаботочный тиристор; силовые оптронные тиристоры содержат в обозначении типа буквы ТО. Пример обозначения: АОТ102В — оптрон с арсенид-галлиевым светодиодом и фототиристорным приемником, низкочастотный, номер разработки 02, группа В.

В настоящее время промышленность выпускает силовые оптронные тиристоры типов ТО-6,3 и ТО-10, а также тиристоры серии ТО2 на токи 10, 40, 100, 160, 250 и 320 А на повторяющееся напряжение  $U_n$  от 100



до 1000 В (через каждые 100 В). Приборы первого типа выполнены в таблеточном пластмассовом корпусе, а серия ТО2 — в стандартном металло-стеклянном. Во всех этих оптронах в качестве излучателя используется светодиод типа АЛ107 с относительно невысоким значением допустимого прямого тока, поэтому основной режим работы этих оптопар (по входной цепи) — импульсный.

Для управления фототиристором в его корпусе предусмотрено специальное окно для пропускания светового потока. В оптронных тиристорах в качестве излучателя используется полупроводниковый светоизлучающий диод — светодиод, на который подается управляющий сигнал. Существенным преимуществом фото- и оптронных тиристоров перед тиристорами, управляемыми электрическим сигналом, является отсутствие гальванической связи между силовой цепью прибора и системой их управления.

**Групповое соединение силовых вентиляей.** В преобразователях большой мощности требования к среднему значению прямого тока и обратному напряжению могут превышать номинальные значения параметров существующих вентиляей. В этих случаях задача решается параллельным и последовательным соединением полупроводниковых приборов, которое также используется для повышения надежности преобразователей, когда выход из строя

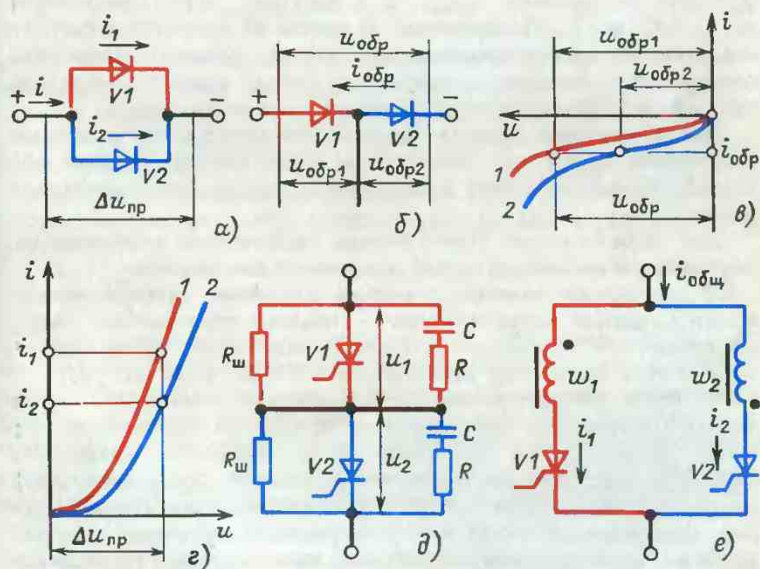


Рис. 14. Групповое соединение полупроводниковых приборов: **в** — параллельное; **б** — последовательное; **в** и **г** — соответственно обратные и прямые ветви вольт-амперных характеристик диодов; **д** — схема выравнивания обратных напряжений на тиристорах; **е** — схема выравнивания токов диодов

отдельного прибора не должен вызывать нарушения работы всей установки.

При групповом соединении вентиляей из-за несовпадения прямых и обратных ветвей вольт-амперных характеристик приборов возникают неравномерные распределения токов (при параллельном соединении) или напряжений (при последовательном соединении) между отдельными вентилями.

При параллельном соединении двух вентиляей (рис. 14,а) протекающий через них общий ток  $i$  при одинаковом прямом падении напряжения  $\Delta u_{пр}$  на обоих приборах распределяется неравномерно: через диод  $V1$  протекает ток  $i_1$ , а через диод  $V2$  ток  $i_2 < i_1$  (рис. 14,2) вследствие несовпадения прямых ветвей вольт-амперных характеристик. Это вызывает перегрузку по току отдельных вентиляей, приводящую к выходу их из строя вследствие перегрева.

В случае последовательного соединения вентиляей (рис. 14,б) через оба прибора протекает один и тот же обратный ток  $i_{обр}$ . но приложенное к ним обратное напряжение  $u_{обр}$  ввиду различия обратных ветвей вольт-амперных характеристик (рис. 14,в) распределяется по диодам неравномерно: к вентилю  $V1$  прикладывается напряжение  $u_{обр1}$ , а к вентилю  $V2$  — напряжение  $u_{обр2} < u_{обр1}$ . Превышение на одном из вентиляей обратного напряжения над напряжением загиба вольт-амперной характеристики может привести к пробое не только данного, но и всех остальных вентиляей вследствие повышения на них  $u_{обр}$ .

Для исключения выхода из строя вентиляей при их групповом соединении принимают специальные меры для обеспечения равномерного деления тока и напряжения между отдельными приборами.

Для выравнивания токов между параллельно включенными вентилями в настоящее время применяют два способа:

1) подбирают вентили с малым различием прямых ветвей вольт-амперных характеристик — падение напряжения  $\Delta u_{пр}$  на отдельных приборах не должно отличаться более чем на 0,02 В при изменении прямого тока от 0,1  $I_{ном}$  до  $I_{ном}^*$ ;

2) более распространенным способом выравнивания токов между параллельно включенными приборами является применение индуктивных делителей тока различных типов. На рис. 14,е представлена схема параллельного соединения двух вентиляей с индуктивным делителем, который представляет собой тороидальный витой или шихтованный сердечник с двумя встречно включенными обмотками, через которые подводится ток к тиристорам  $V1$  и  $V2$ , подключенным к одной "фазе".

\*В конце условного обозначения диодов и тиристоров, поставляемых для параллельного соединения, следуют цифры, означающие прямое падение напряжения.

Если токи  $i_1$  и  $i_2$ , протекающие в обмотках такого дросселя в противоположных направлениях, будут неодинаковыми, то это вызовет появление неуравновешенного магнитного потока в сердечнике, изменение которого будет индуцировать в обмотках  $w_1$  и  $w_2$  противоположно направленные ЭДС, которые будут выравнивать вольт-амперные характеристики параллельных ветвей и способствовать равномерному распределению тока в тиристорах  $V1$  и  $V2$ .

Индуктивные делители эффективны для выравнивания токов в ветвях при их нарастании (в переходных режимах) или когда через вентили протекают пульсирующие токи, периодически изменяющие свое значение, что имеет место при работе вентилях в схемах выпрямления переменного тока.

Для равномерного распределения обратного напряжения на последовательно включенных вентилях параллельно каждому из них подключаются резисторы  $R_{ш}$  (рис. 14,д). Сопротивление этих шунтирующих вентилях резисторов, Ом, можно подсчитать по следующему соотношению:

$$R_{ш} \leq \frac{nU - U_{max}}{(n-1)I_{обр max}}, \quad (2)$$

где  $n$  — число последовательно включенных вентилях;  $U$  — наибольшее допустимое напряжение  $U_n$  вентиля, В;  $U_{max}$  — максимальное напряжение на ветви с последовательно включенными вентилями, В;  $I_{обр max}$  — наибольший обратный ток (амплитудное значение), А.

Мощность шунтирующих резисторов  $P_{ш}$ , Вт, может быть рассчитана по действующему значению напряжения  $U_d$  на этом резисторе

$$P_{ш} \geq U_d^2 / R_{ш}. \quad (3)$$

Такой делитель из сопротивлений  $R_{ш}$  выравнивает обратное напряжение в установившемся режиме. Для обеспечения равномерного распределения  $u_{обр}$  в переходных режимах, например при переходе последовательно включенных тиристоров из открытого состояния в закрытое, параллельно тиристорам включают конденсаторы с резисторами (RC-цепочки). Обычно значение емкости  $C \approx 1 \div 2$  мкФ, а сопротивления  $R = 20 \div 30$  Ом.



### 3. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ НЕУПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ОДНОФАЗНОГО И ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

Выпрямителем называется статическое устройство, предназначенное для преобразования электрической энергии переменного тока в постоянный<sup>1</sup>. Необходимость в таком преобразовании возникает, когда питание потребителя осуществляется постоянным током, а источником электрической энергии является источник переменного тока, например промышленная сеть частотой 50 Гц.

Процесс выпрямления осуществляется непосредственно вентилями элементами схемы выпрямления и заключается в том, что нагрузка циклически переключается с одной фазы источника переменного напряжения на другую. В настоящее время разработано и применяется на практике много схем выпрямителей однофазного и трехфазного тока. Выбор той или иной схемы определяется свойствами применяемых вентилях и условиями работы выпрямителя. Например, в выпрямительных агрегатах для зарядки аккумуляторных батарей, где требуются небольшие значения выпрямленного напряжения (24—48 В), наиболее приемлемыми оказались схемы однофазного выпрямления с вентилями на небольшие значения  $U_{обр}$ . При выпрямлении высоких напряжений (до 1000—1500 В) часто приходится прибегать к последовательному соединению вентилях или применять диоды на большие значения  $U_{обр}$ . Следовательно, применение в таком выпрямителе трехфазной нулевой схемы выпрямления на кремниевых диодах позволит затратить меньшее число вентилях (три вместо четырех), получить более высокий КПД и снизить габариты выпрямителя (см. § 6).

Учитывая вышесказанное, рассмотрим работу основных схем выпрямления однофазного и трехфазного тока, предполагая вначале для простоты расчетов параметров и облегчения понимания физической сущности процессов в элементах схем, что выпрямитель работает на активную нагрузку и состоит из идеальных вентилях и трансформаторов, в которых можно пренебречь падениями напряжения, а также обратными токами вентилях, индуктивностями и намагничивающим током трансформатора.

Основными элементами, параметры которых подлежат расчету в схемах выпрямления, являются вентиляные элементы и трансформатор. Исходными данными при расчете служат выпрямленные напряжения  $U_d$  и ток  $I_d$ , а также действующее значение напряжения питающей сети  $U_1$ .

<sup>1</sup> По ГОСТ 23414-79 для названия таких устройств допускается также применять термин "преобразователь".

**Устройство и основные элементы выпрямителей.** Выпрямитель представляет собой электрический агрегат, который состоит в общем случае из следующих основных элементов (рис. 15): силового трансформатора 1, служащего для получения заданного напряжения на выходе выпрямителя, а также для электрического разделения цепи выпрямленного тока с питающей сетью, что необходимо при заземленной нагрузке; блока вентилей 2, соединенных по определенной схеме и обеспечивающих протекание тока в цепи нагрузки в одном направлении, в результате чего переменное напряжение преобразуется в пульсирующее; сглаживающего фильтра 3, который ослабляет пульсации выпрямленного напряжения в цепи нагрузки 4. Если выпрямитель управляемый, то в него входит еще узел 6, содержащий систему управления вентилями. Для защиты выпрямителя от повреждений при аварийных режимах в его схему может входить блок защиты и сигнализации 5, а для поддержания с определенной точностью значения  $U_{\text{вых}}$  при изменениях напряжения питающей сети  $U_c$  и сопротивления нагрузки  $R_H$  — стабилизатор напряжения или тока.

В некоторых случаях в схеме выпрямителя могут отсутствовать отдельные элементы, например фильтр 3 при работе выпрямителя на нагрузку индуктивного характера или силовой трансформатор 1 в случае бестрансформаторного включения выпрямителя, что может иметь место в мостовых схемах выпрямления.

В зависимости от количества выпрямленных полупериодов питающего напряжения схемы выпрямления подразделяются на однополупериодные и двухполупериодные. По числу фаз первичной обмотки трансформатора выпрямители делятся на однофазные и трехфазные.

**Выпрямители однофазного тока.** При небольшой мощности нагрузки (до нескольких сотен ватт) преобразова-

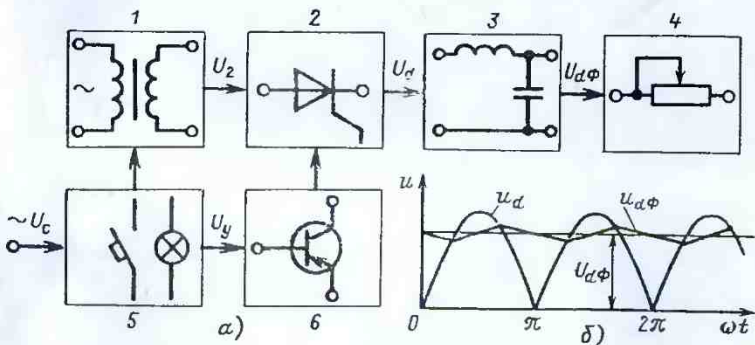


Рис. 15. Структурная схема (а) и кривые напряжений (б) выпрямителя

ние переменного тока в постоянный осуществляюг с помощью однофазных выпрямителей, питающихся от однофазной сети переменного тока. Такие выпрямители предназначены для питания постоянным током различных устройств промышленной электроники, обмоток возбуждения двигателей постоянного тока небольшой и средней мощности и т.д.

Сущность процесса выпрямления рассмотрим на примере простейшей однофазной однопериодной схемы выпрямления. В этой схеме (рис. 16,а) трансформатор имеет одну вторичную обмотку, напряжение  $u_2$  которой изменяется по синусоидальному закону  $u_2 = U_{max2} \sin \omega t$ . Ток в цепи нагрузки проходит только в положительные полупериоды, когда точка  $a$  вторичной обмотки, к которой присоединен анод вентиля  $V1$ , имеет положительный потенциал относительно точки  $b$ , к которой через нагрузку присоединен катод. В результате напряжение  $u_2$  оказывается приложенным к резистору  $R_d$ , через который начинает протекать ток нагрузки  $i_d^*$ . Поскольку

\* Индекс  $d$  используется для обозначения элементов, токов и других величин на стороне постоянного тока.

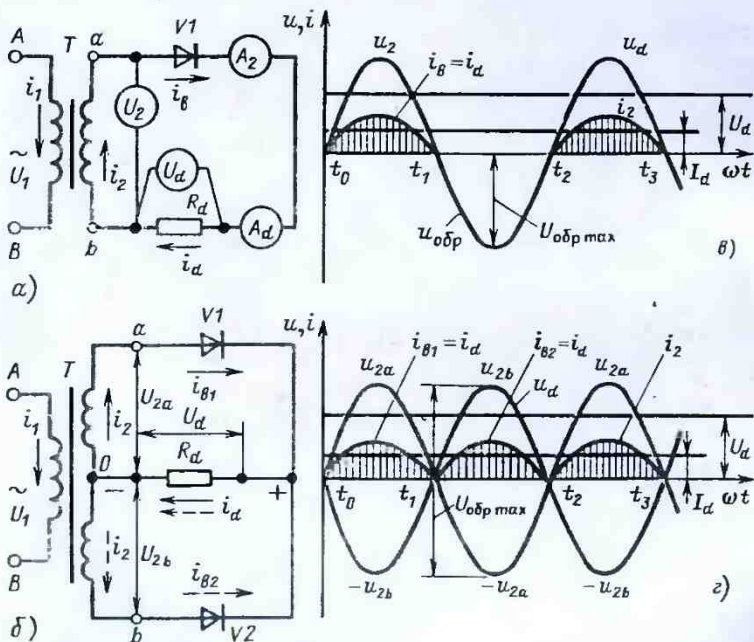


Рис. 16. Однофазные выпрямители: а — однопериодная схема; б — двухполупериодная схема; в и г — диаграммы напряжений и токов на элементах схем выпрямления



при активной нагрузке ток по фазе совпадает с напряжением, вентиль  $V1$  будет пропускать ток до тех пор, пока напряжение  $U_2$  не снизится до нуля. В отрицательные полупериоды (интервал времени  $\omega t_{1-2}^{**}$ : на рис. 16,б) к вентилю  $V1$  прикладывается все напряжение источника  $U_2$ . Оно является для диода обратным, и он будет закрыт.

Таким образом, на резисторе  $R_d$  будет пульсирующее напряжение  $u_d$  только одной полярности, т.е. в п р я м л е н н о е н а п р я ж е н и е, которое будет описываться положительными полуволнами напряжения  $u_2$  вторичной обмотки трансформатора  $T$ . Ток в нагрузке  $i_d$  проходит в одном направлении, но имеет также пульсирующий характер и представляет собой выпрямленный ток.

Выпрямленные напряжения  $u_d$  и ток  $i_d$  содержат постоянную (полезную) составляющую  $U_d$  и  $I_d$  и переменную составляющую (пульсации)  $U_{d\sim}$  и  $I_{d\sim}$ . Качественная сторона работы выпрямителя оценивается соотношениями между полезной составляющей и пульсациями напряжения и тока.

Для однополупериодной схемы справедливы следующие соотношения между напряжениями, токами и мощностями в отдельных элементах выпрямителя по отношению к соответствующим средним значениям на нагрузке.

Среднее за период значение выпрямленного напряжения при идеальных вентилях и трансформаторе

$$U_d = 0,45 U_2. \quad (4)$$

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле в непроводящую часть периода

$$U_{обр\ max} = \sqrt{2} U_2 = 3,14 U_d. \quad (5)$$

где  $U_2$  — действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора  $T$ .

Среднее значение тока, протекающего через вентиль и нагрузку,  $I_{в,ср} = I_d = I_m/\pi$ , где  $I_m = U_m/R_d$  — амплитуда тока цепи. Действующее значение тока цепи  $I_2 = I_m/2$ .

Таким образом, в однополупериодной схеме выпрямления среднее значение выпрямленного тока в  $\pi$  раз меньше его амплитуды, в действующее значение — в 2 раза меньше амплитуды тока. Коэффициент формы тока

$$k_{\Phi i} = I_2/I_{в,ср} = \pi/2 = 1,57. \quad (6)$$

Средняя мощность, отдаваемая в нагрузку, определяется произведением напряжения  $U_d$  и тока  $I_d$ , т.е.  $P_d = U_d I_d$ .

Расчетную (типовую) мощность  $S_T$  трансформатора, определяющую его габариты, можно представить как полусумму расчетных мощностей

\*\*При дальнейшем изложении текущие моменты времени  $\omega t$  будем обозначать буквой  $t$ , как это принято в схемах выпрямления.

первичной  $S_1 = U_1 I_1$  и вторичной  $S_2 = U_2 I_2$  обмоток, т.е.

$$S_T = (S_1 + S_2) / 2 = 3,09 P_d. \quad (7)$$

Следовательно, расчетная мощность трансформатора, работающего на выпрямитель, больше мощности в нагрузке в 3,09 раза, так как во вторичной обмотке проходит несинусоидальный ток, имеющий постоянную и переменные составляющие, а в первичной обмотке кроме тока основной частоты  $f_1$  — токи высших гармоник (см. § 4). По отношению к сети питания эти токи являются реактивными и, не создавая полезной мощности, лишь нагревают обмотки трансформатора выпрямителя. Наличие во вторичной обмотке постоянной составляющей тока  $I_d$  увеличивает степень насыщения магнитопровода трансформатора, что вызывает возрастание тока холостого хода, и как следствие этого возникает необходимость в завышении расчетной мощности трансформатора.

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора определяется формулой

$$I_2 = 1,57 I_d. \quad (8)$$

Из (8) следует, что показания амперметра электромагнитной системы  $A_2$ , включенного в цепь вторичной обмотки трансформатора  $T$  (рис. 16,а), будут в 1,57 раза превышать показания магнитоэлектрического амперметра  $A_d$ , так как первый измеряет действующее значение тока, а второй — средний ток в цепи нагрузки.

Действующее значение напряжения вторичной обмотки

$$U_2 = 2,22 U_d. \quad (9)$$

Действующее значение тока первичной обмотки с учетом коэффициента трансформации трансформатора  $n = w_1/w_2$  равно

$$I_1 = I_2/n = 1,57 I_d/n. \quad (10)$$

Недостатки этой схемы выпрямления следующие: плохое использование трансформатора, большое обратное напряжение на вентилях, большой коэффициент пульсации выпрямленного напряжения. Достоинства выпрямителя: простота схемы и питающего трансформатора; применяется только один вентиль или одна группа последовательно соединенных вентиляей.

Данная схема широко применяется для снятия квалификационных параметров силовых диодов и тиристоров, когда в испытуемом вентиле обеспечиваются однополупериодный синусоидальный прямой ток и синусоидальное обратное напряжение.

*Двухполупериодная однофазная схема со средней точкой* представлена на рис. 16,б. Схема состоит из трансформатора  $T$ , имеющего одну первичную и две последовательно соединенные вторичные обмотки с выводом общей (нулевой) точки у этих обмоток. Коэффициент трансформации  $n$  определяется отношением  $U_1/U_2$ , где  $U_2$  — напряжение каждой из вторичных обмоток (фазные напряжения), сдвинутые относительно друг друга на  $180^\circ$ .

Свободные концы вторичных обмоток  $a$  и  $b$  присоединяются к анодам вентилях  $V1$  и  $V2$ , катоды которых соединяются вместе. Нагрузка  $R_d$  включается между катодами вентилях, которые являются положительным полюсом выпрямителя, и нулевым выводом  $O$  трансформатора, который служит отрицательным полюсом.

Вентили в этой схеме, как и вторичные обмотки трансформатора, работают поочередно, пропуская в нагрузку ток при положительных значениях анодных напряжений  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$  (рис. 16,2), в качестве которых обычно принимают направления, совпадающие с проводимостями вентилях.

Действительно, при изменении напряжения в точках  $a$  и  $b$  по закону  $u_2 = U_{2m} \sin \omega t$  в тот полупериод, когда напряжение в обмотке  $Oa$  положительно, ток проводит вентиль  $V1$ , анод которого положителен по отношению к катоду, связанному через резистор  $R_d$  с точкой  $O$  вторичных обмоток. Анод вентиля  $V2$ , так же как вывод  $b$  обмотки  $Ob$ , в этот полупериод ( $t_0 - t_1$ ) отрицателен по отношению к нулевому выводу  $O$  и, следовательно, тока не пропускает. Вентиль  $V1$  будет находиться во включенном (проводящем) состоянии до тех пор, пока ток  $i_{B1}$ , протекающий через него, не станет равным нулю (момент времени  $t_1$ ).

В следующий полупериод (интервал времени  $t_1 - t_2$  на рис. 16,2) когда напряжения на первичной и вторичной обмотках трансформатора изменяют свою полярность на обратную, ток будет пропускать вентиль  $V2$ . В результате к нагрузке  $R_d$  будет теперь приложено напряжение  $u_{2b}$ , а ток  $i_d$  будет равен току  $i_{B2}$  вентиля  $V2$ . Вентиль  $V1$  выключится, так как к нему будет приложено обратное напряжение  $u_{обр}$ . Спустя полупериод, начиная с момента времени  $t_2$ , процесс повторяется: ток будет проводить вентиль  $V1$ , а вентиль  $V2$  выключится и т.д.

Ток  $i_d$  в нагрузке все время течет в одном направлении — от катодов вентилях к нулевой точке  $O$  вторичных обмоток трансформатора, и на резисторе  $R_d$  появляется выпрямленное пульсирующее напряжение  $u_d$ , содержащее постоянную и переменную составляющие.

Для однофазной нулевой схемы справедливы следующие соотношения между напряжениями, токами и мощностями в отдельных элементах выпрямителя.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = 0,9 U_2, \quad (11)$$

где  $U_2$  — действующее значение напряжения на вторичной полуобмотке,

$$U_2 = 1,11 U_d. \quad (12)$$



Среднее значение выпрямленного тока в нагрузке

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{U_2}{1,11R_d} \quad (13)$$

Среднее значение тока через каждый вентиль в 2 раза меньше тока  $I_d$ , проходящего через нагрузку, т.е.  $I_{в,ср} = 0,5 I_d$ .

Действующее значение тока вентиля  $I_B$  равно действующему значению тока вторичной обмотки трансформатора  $I_2$  и определяется формулой

$$I_2 = 0,785 I_d = 1,57 I_{в,ср} \quad (14)$$

Аналогично коэффициент формы тока вентиля

$$k_{фi} = I_B / I_{в,ср} = 1,57 \quad (15)$$

Вентиль, не работающий в отрицательную часть периода, оказывается под воздействием обратного напряжения, равного двойному фазному напряжению  $2 U_2$ , так как положительный потенциал вывода  $a$  ( $b$ ) вторичной обмотки трансформатора через проводящий диод  $V1$  ( $V2$ ) подается к катоду диода  $V2$  ( $V1$ ), а анод закрытого вентиля имеет отрицательный потенциал.

Максимальное значение обратного напряжения

$$U_{обр\max} = 2\sqrt{2} U_2 = 3,14 U_d \quad (16)$$

Действующее значение тока первичной обмотки с учетом коэффициента трансформации  $n$ , выраженное через ток  $I_d$ ,

$$I_1 = \sqrt{2} \frac{I_2}{n} = 1,11 \frac{I_d}{n} \quad (17)$$

Расчетные мощности обмоток трансформатора определяют по произведениям действующих значений токов и напряжений:  $S_1 = I_1 U_1 = 1,23 P_d$  и  $S_2 = 2 I_2 U_2 = 1,74 P_d$ , а типовую мощность — как попусумму мощностей  $S_1$  и  $S_2$ , т.е.

$$S_T = (S_1 + S_2) / 2 = 1,48 P_d \quad (18)$$

Следует отметить, что постоянного подмагничивания сердечника трансформатора в данной схеме не будет, если все обмотки располагаются на одном стержне магнитной системы броневое типа.

Оценка качества выпрямленного напряжения производится посредством коэффициента пульсации, который представляет собой отношение амплитуды первой (основной) гармонической  $U_{d1m}$ , как наибольшей из всех остальных к среднему значению напряжения  $U_d$  и определяется по формуле

$$q = \frac{U_{d1m}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1} \quad (19)$$

где  $m$  — число фаз выпрямления, т.е. число полуволн выпрямленного напряжения, приходящихся на один период переменного тока, питающего выпрямитель.

Для рассматриваемой схемы частота первой гармоники пульсаций  $f_{п(1)} = 2f_c$  при частоте питающей сети  $f_c = 50$  Гц составляет 100 Гц. Подставляя в (19)  $m = 2$ , определяем коэффициент пульсации:  $q = 0,67$ , т.е. амплитуда первой гармоники  $u_d$  для данной схемы составляет 67%  $U_d$ .

Однофазная мостовая схема состоит из трансформатора  $T$  с двумя обмотками и четырех диодов  $V1 - V4$ , соединенных по схеме моста (рис. 17,а). К одной диагонали моста (точки 1, 3) присоединяется вторичная обмотка, а в другую (точки 2, 4) включается нагрузка  $R_d$ . Общая точка катодов вентилях  $V1$  и  $V2$  является положительным полюсом выпрямителя, а отрицательным — точка связи анодов вентилях  $V3$  и  $V4$ .

Вентили в этой схеме работают парами поочередно. В положительный полупериод напряжения  $u_2$ , соответствующая полярность которого обозначена без скобок, проводят ток вентили  $V1$  и  $V3$ , а к вентилям  $V2$  и  $V4$  прикладывается обратное напряжение, и они закрыты. В отрицательный полупериод напряжения  $u_2$  будут проводить ток вентили  $V2$  и  $V4$ , а вентили  $V1$  и  $V3$  закрыты и выдерживают обратное напряжение  $u_{обр} = -u_2$ .

Далее указанные процессы периодически повторяются. Диаграммы токов и напряжений на элементах схемы (рис. 17,б) будут такими же, как для однофазного двухполупериодного выпрямителя со средней точкой.

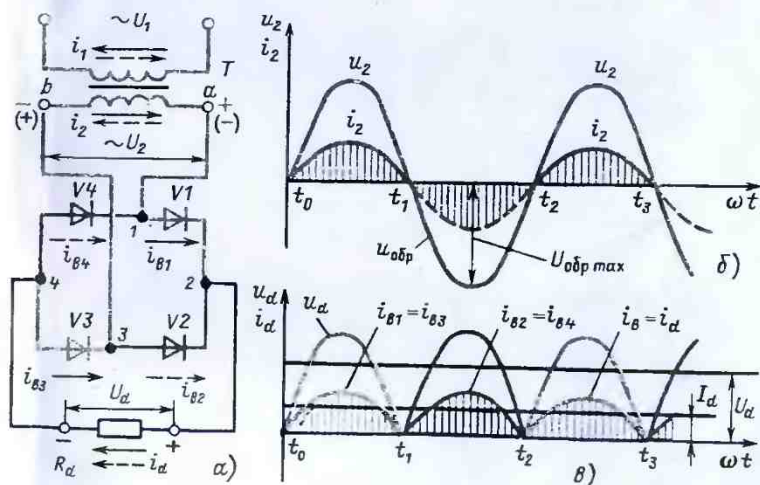


Рис. 17. Однофазный мостовой выпрямитель: а — схема включения; б и в — временные диаграммы напряжений и токов на элементах схемы

Ток  $i_d$  в нагрузке проходит все время в одном направлении — от соединенных катодов диодов  $V1$  и  $V2$  к анодам диодов  $V3$  и  $V4$ . Ток  $i_2$  во вторичной обмотке трансформатора (рис. 17,б) меняет свое направление каждые полпериода и будет синусоидальным. Постоянной составляющей тока во вторичной обмотке нет. Следовательно, не будет подмагничивания сердечника трансформатора постоянным магнитным потоком. Ток  $i_1$  в первичной обмотке трансформатора также синусоидальный.

Средние значения выпрямленного напряжения  $U_d$  и тока  $I_B$ , ср через вентиль в этой схеме получаются такими же, как и в двухполупериодной схеме с нулевой точкой.

Обратное напряжение, приложенное к закрытым вентилям, определяется напряжением  $U_2$  вторичной обмотки трансформатора, так как не работающие в данный полупериод вентили оказываются присоединенными ко вторичной обмотке трансформатора  $T$  через два других работающих вентиля, падением напряжения в которых можно пренебречь. Следовательно,

$$U_{обр\ max} = \sqrt{2} U_2 = 1,57 U_d \quad (20)$$

Соотношения между другими величинами для однофазной мостовой схемы приведены в табл. 1. Сравним достоинства двухполупериодных однофазных схем выпрямления.

Однофазная нулевая схема:

1. Число вентилях в 2 раза меньше, чем в однофазной мостовой.

2. Потери мощности в ней будут меньше, так как в нулевой схеме ток проходит через один вентиль, а в мостовой — последовательно через два.

Однофазная мостовая схема:

1. Амплитуда обратного напряжения на вентилях в 2 раза меньше, чем в нулевой схеме.

2. Вдвое меньше напряжение (число витков) вторичной обмотки трансформатора при одинаковых значениях напряжения  $U_d$ .

3. Трансформатор имеет обычное исполнение, так как нет вывода средней точки на вторичной обмотке.

4. Расчетная мощность трансформатора на 25% меньше, чем в нулевой схеме, следовательно, меньше расходуется меди и железа, меньше будут размеры и масса.

5. Данная схема выпрямителя может работать и без трансформатора, если напряжение сети  $U_1$  подходит по значению для получения необходимого напряжения  $U_d$  и не требуется изоляции цепи выпрямленного тока от питающей сети.

Выпрямители трехфазного тока. Питание постоянным током потребителей средней и большой мощности производится от трехфазных выпрямителей, применение которых снижает загруз-



ку вентиляй по току, уменьшает коэффициент пульсации и повышает частоту пульсации выпрямленного напряжения, что облегчает задачу его сглаживания. Для лучшего выяснения принципа выпрямления трехфазного тока и режимов работы элементов выпрямителей вначале рассмотрим трехфазную схему с нулевым выводом.

*Трехфазная схема выпрямления с нулевым выводом* (или трехфазная нулевая). К сети трехфазного тока подключен трансформатор  $T$ , три первичные обмотки которого могут быть соединены в звезду или треугольник, вторичные обмотки — только в звезду (рис. 18,а). Свободные концы  $a, b, c$  каждой из фаз вторичной обмотки присоединяются к анодам вентиляй  $V1, V2, V3$ . Катоды вентиляй соединяются вместе и служат положительным полюсом для цепи нагрузки  $R_d$ , а нулевая точка  $O$  вторичной обмотки трансформатора — отрицательным полюсом.

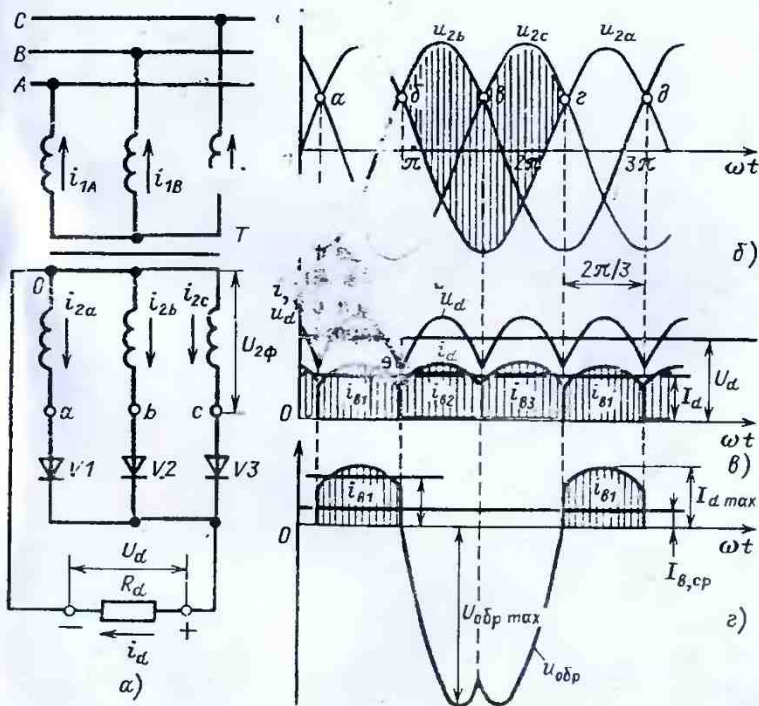


Рис. 18. Трехфазный выпрямитель с нулевой точкой:

а — схема соединения обмоток трансформатора и вентиляй; б — в — диаграммы напряжений и токов на элементах

Из временной диаграммы на рис. 18,б видно, что напряжения  $u_{2a}$ ,  $u_{2b}$  и  $u_{2c}$  сдвинуты по фазе на одну треть периода ( $T/3$ , или  $120^\circ$ ) и в течение этого интервала напряжение одной фазы выше напряжения двух других фаз относительно нулевой точки трансформатора. Ток через вентиль  $i_b$ , связанную с ним вторичную обмотку и нагрузку будет протекать в течение той трети периода, когда напряжения в данной фазе больше, чем в двух других. Работающий вентиль прекращает проводить ток тогда, когда потенциал его анода становится ниже общего потенциала катодов, и к нему прикладывается обратное напряжение.

Переход тока от одного вентиля к другому (коммутация тока) происходит в момент пересечения кривых фазных напряжений (точки  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$  на рис. 18,б). Выпрямленный ток  $i_d$  проходит через нагрузку  $R_d$  непрерывно (рис. 18,в).

Напряжение  $u_d$  на выходе выпрямителя в любой момент времени равно мгновенному значению напряжения той вторичной обмотки, в которой вентиль открыт, и выпрямленное напряжение представляет собой огибающую верхушек синусоид фазных напряжений  $u_{2\phi}$  трансформатора  $T$ .

При изменении вторичного напряжения  $u_2$  по синусоидальному закону ток  $i_2$  каждой из фаз на участке проводимости вентилей будет также синусоидальным

$$i_2 = \frac{u_2}{R_d} = \frac{U_{2m}}{R_d} \sin \omega t. \quad (21)$$

Следовательно, анодный ток  $i_b$  будет иметь форму прямоугольника с основанием  $T/3$ , ограниченного сверху отрезком синусоиды. На рис. 18,г изображен ток фазы  $a$ , токи фаз  $b$  и  $c$  изображаются подобными кривыми, сдвинутыми на  $120^\circ$  относительно друг друга.

Для трехфазной нулевой схемы выпрямления характерны следующие соотношения между напряжениями, токами и мощностями в отдельных элементах выпрямителя.

Среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе (когда на выходе выпрямителя включен только вольтметр)

$$U_{d0} = 1,17 U_{2\phi}, \quad (22)$$

где  $U_{2\phi}$  — действующее значение фазного напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Выпрямленное напряжение  $u_d$  содержит постоянную составляющую  $U_d$  и наложенную на нее переменную составляющую  $U_{d\sim}$ , имеющую трехкратную частоту по отношению к частоте сети. Коэффициент пульсаций напряжения на выходе выпрямителя

$$q = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{3^2 - 1} = 0,25. \quad (23)$$

Обратное напряжение  $U_{обр}$ , приложенное к неработающему вентилю, равно междуфазному (линейному) напряжению вторичных обмоток трансформатора, так как анод закрытого вентиля присоединен к одной из фаз, а катод через работающий вентиль присоединен к другой фазе вторичной обмотки  $T$ . На рис. 18,2 показана кривая обратного напряжения  $U_{обр}$  между анодом и катодом вентиля  $V1$ .

Максимальное значение  $U_{обр}$  равно амплитуде линейного напряжения на вторичных обмотках трансформатора, т.е.

$$U_{обр\max} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} U_{2\phi} = 2,09 U_d. \quad (24)$$

Среднее значение выпрямленного тока в нагрузке

$$I_d = U_d / R_d = 1,17 U_{2\phi} / R_d. \quad (25)$$

Каждый вентиль в данной схеме работает 1 раз за период в течение  $T/3$ . Следовательно, среднее значение тока через вентиль в 3 раза меньше тока нагрузки, т.е.  $I_{в,ср} = (1/3) I_d$ .

Действующее значение токов во вторичной обмотке  $I_2$  и вентиля  $I_{в,д}$  определяется формулой

$$I_2 = I_{в,д} = \sqrt{3} I_{в,ср} = 0,585 I_d. \quad (26)$$

Таким образом, в данной схеме токи вторичных обмоток имеют пульсирующий характер и содержат постоянные составляющие. Коэффициент формы кривой тока

$$k_{\phi i} = I_{в,д} / I_{в,ср} = 1,73. \quad (27)$$

При одинаковом числе фаз первичной и вторичной обмоток трансформатора  $T (m_{T1} = m_{T2})$  и одинаковых схемах соединения обмоток (звезда-звезда) действующее значение первичного фазного тока  $I_1$  меньше приведенного значения вторичного фазного тока  $I'_2$ , так как в кривой тока первичной обмотки отсутствует постоянная составляющая, которая не трансформируется, т.е.

$$I_1 = \frac{1}{n} \sqrt{I_2'^2 - I_{в,ср}^2} \approx \frac{1}{n} \cdot 0,47 I_d. \quad (28)$$

Поочередное прохождение однонаправленных токов по вторичным обмоткам трансформатора, которые не полностью компенсируются токами первичной обмотки, создает в стержнях сердечника поток  $\Phi_0$  одного направления, значение которого составляет 20–25% основного магнитного потока  $\Phi_B$  трансформатора и который изменяется с тройной частотой в соответствии с пульсацией анодного тока и замыкается частично по сердечнику, частично по воздуху и стальной арматуре, окружающей сердечник (например, через стальной кожух масляного трансформатора). Наличие потока однонаправленного или вынужденного подмагничивания  $\Phi_0$  в сердечнике приводит к увеличению тока холостого хода, в результате чего сердечник трансформатора насыщается, а в стальной арматуре возникают дополнительные тепловые потери. Помимо насыщения сердечника трансформатора такой поток приводит к значительному возрастанию падения напряжения в обмотках, что вызывает резкое уменьшение



среднего значения выпрямленного напряжения и повышение крутизны внешней характеристики (см. § 6).

Устранить эти нежелательные явления можно либо увеличением сечения сердечника трансформатора, а следовательно, и типовой мощности трансформатора, либо уменьшением амплитуды основного потока  $\Phi_B$ . При заданной мощности трансформатора это приводит к увеличению размеров магнитной системы и влечет за собой повышение не только массы стали, но и массы обмоток трансформатора, поскольку с повышением периметра сечения сердечника растет и средняя длина витка  $u$  обмоток.

Типовая мощность трансформатора при соединении вторичных обмоток в звезду без учета повышения массы магнитной системы, вызванного наличием потока  $\Phi_0$ ,

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{3U_{1\phi} I_1 + 3U_{2\phi} I_2}{2} = 1,35P_d. \quad (29)$$

Поток вынужденного подмагничивания может быть исключен введением дополнительных обмоток в каждой фазе на вторичной стороне трансформатора и соединением вторичных обмоток "зигзагом" (см. рис. 24,а).

*Трехфазная мостовая схема выпрямления.* Выпрямитель в данной схеме состоит из трансформатора, первичные и вторичные обмотки которого соединяются в звезду или треугольник, и шести диодов, которые разделены на две группы (рис. 19,а):

1) к а т о д н у ю, или нечетную (диоды  $V1, V3$  и  $V5$ ), в которой электрически связаны катоды вентиляей и общий вывод их является положительным полюсом для внешней цепи, а аноды присоединены к выводам вторичных обмоток трансформатора;

2) а н о д н у ю, или четную (диоды  $V2, V4$  и  $V6$ ), в которой электрически связаны между собой аноды вентиляей, а катоды соединяются с анодами первой группы. Общая точка связи анодов является отрицательным полюсом для внешней цепи. Нагрузка подключается между точками соединения катодов и анодов вентиляей, т.е. к диагонали выпрямленного моста.

Катодная группа вентиляей повторяет режим работы трехфазной нулевой схемы. В этой группе вентиляей в течение каждой трети периода работает вентиль с наиболее высоким потенциалом анода (рис. 19,б). В анодной группе в данную часть периода работает тот вентиль, у которого катод имеет наиболее отрицательный потенциал по отношению к общей точке анодов.

Вентили катодной группы открываются в момент пересечения положительных участков синусоид (точки  $a, б, в$  и  $г$  на рис. 19,б), а вентили анодной группы — в момент пересечения отрицательных участков синусоид (точки  $к, л, м$  и  $н$ ). Каждый из вентиляей работает в течение одной трети периода ( $T/3$ , или  $2\pi/3$ ).

При мгновенной коммутации тока в трехфазной мостовой схеме в любой момент времени проводят ток два вентиля — один из катодной, другой из анодной группы, при этом любой вентиль одной группы работает поочередно с двумя вентилями другой группы, соединенными с разными фазами вторичной обмотки (рис. 19, *з* и *д*). Иными словами, проводить ток будут те два накрест лежащих вентиля выпрямительного моста, между

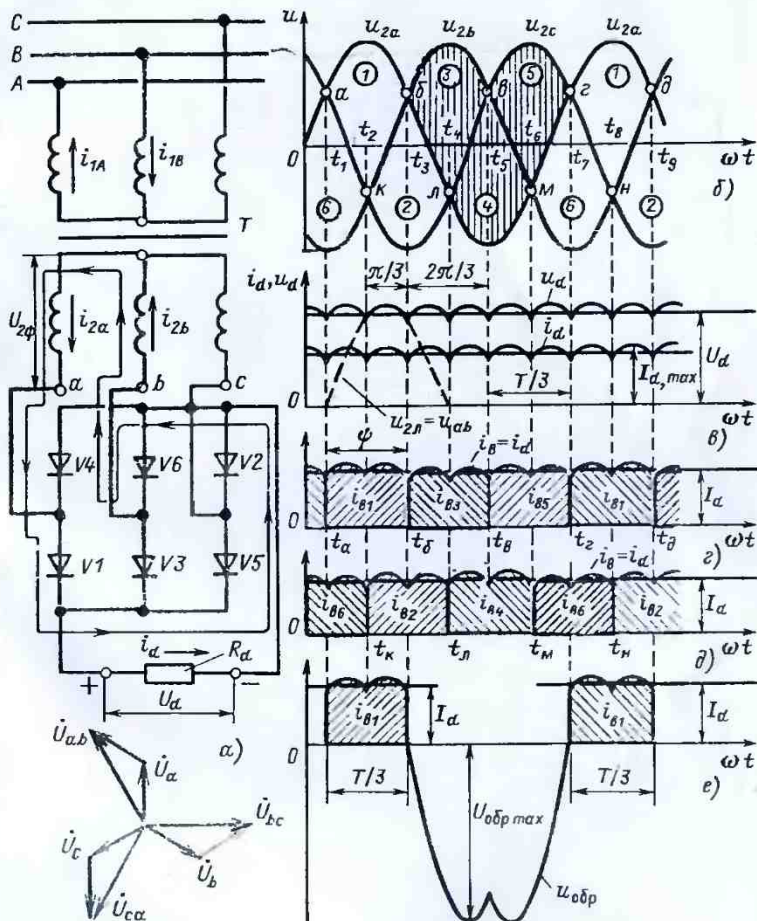


Рис. 19. Трехфазная мостовая схема выпрямителя:

*а* — схема соединения элементов; *б* — *е* — временные диаграммы напряжений и токов

Т а б л и ц а 1. Основные электрические параметры схем выпрямителей при активно-индуктивной нагрузке

Схемы выпрямления	Трансформатор			Вентили				Нагрузка	
	$\frac{U_2}{U_{d0}}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{S_T}{P_d}$	$\frac{U_{обр\ max}}{U_{d0}}$	$\frac{I_{в, д}}{I_d}$	$\frac{k_{в, ср}}{I_d}$	$\frac{I_{в, д}}{I_{в, ср}}$	$\frac{U_{d0}}{U_2}$	$\varphi, \%$ , при $\alpha = 0$
Однофазная двухполу- периодная (нулевая)	1,11	0,785	1,48	3,14	0,71	0,5	1,57	0,9	67
		0,707	1,34				1,41		
Однофазная мостовая	1,11	1,11	1,23	1,57	0,71	0,5	1,57	0,9	67
		1,0	1,11				1,41		
Трехфазная нулевая	0,855	0,585	1,37	2,090	0,58	0,33	1,87	1,17	25
		0,577	1,35				1,73		
Трехфазная мостовая	0,427	0,817	1,05	1,05	0,58	0,33	1,87	2,34	5,7
							1,73		
Шестифазная нулевая	0,741	0,41	1,55	2,09	0,41	0,17	2,77	1,35	5,7
							2,41		

П р и м е ч а н и я: 1. Для всех схем принято  $U_2$  — фазное напряжение и  $L_d = 0$ . 2. Соотношения для  $I_2, I_{в}, S_T$  указаны при  $L_d = 0$  (числитель) и  $L_d = \infty$  (знаменатель). 3. Для схем на управляемых вентилях в режиме непрерывного тока  $U_d = U_{d0} \cos \alpha$ ; для неуправляемых выпрямителей  $\alpha = 0, \cos \alpha = 1$  и  $U_d = U_{d0}$ .



которыми действует в проводящем направлении наибольшее линейное напряжение  $U_{2л}$ . Например, на интервале времени  $t_1-t_2$  ток проводят вентили  $V1, V6$ , на интервале  $t_2-t_3$  — вентили  $V1, V2$ , на интервале  $t_3-t_4$  — вентили  $V3, V2$  и т.д. Таким образом, интервал проводимости каждого вентиля составляет  $\psi = 2\pi/3$ , или  $120^\circ$  (рис. 19,е), а интервал совместной работы двух вентилях равен  $\pi/3$ , или  $60^\circ$ . За период напряжения питания  $T = 2\pi$  происходит шесть переключений вентилях (шесть тактов), в связи с чем такую схему выпрямления часто называют шестипульсной.

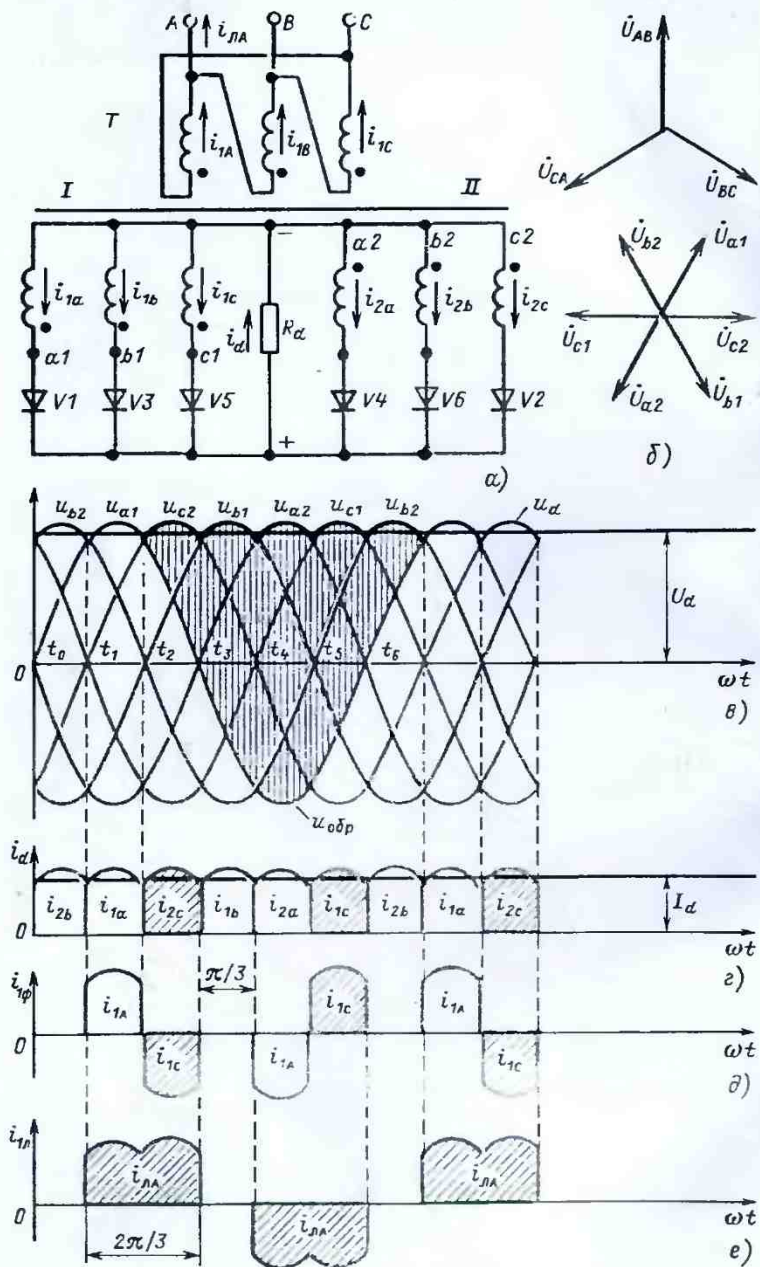
Следует отметить, что нумерация вентилях в данной схеме не носит случайный характер, а соответствует порядку их вступления в работу при условии соблюдения фазировки трансформатора, указанной на рис. 19,а. Через каждую фазу трансформатора ток  $i_2$  будет проходить в течение  $2/3$  периода:  $1/3$  периода — положительный и  $1/3$  — отрицательный. Ток  $i_d$  в нагрузке все время проходит в одном направлении. Контур тока нагрузки при открытых вентилях  $V1$  и  $V6$  показан на схеме рис. 19,а тонкой черной линией.

В течение рабочего интервала времени одновременно протекают токи во вторичных обмотках, расположенных на разных стержнях магнитной системы (см. токи  $i_{2a}$  и  $i_{2b}$  на рис. 19,а), при этом через две первичные обмотки, расположенные на тех же стержнях, также протекают токи. Намагничивающие силы от токов  $i_1$  и  $i_2$  на каждом из стержней в этом случае уравниваются, и однонаправленный поток  $\Phi_0$  не возникает, что является одним из существенных достоинств данной схемы.

Выпрямленное напряжение  $U_d$  в этой схеме описывается верхней частью кривых междуфазных (линейных) напряжений (рис. 19,е). Частота пульсаций кривой  $U_d$  равна  $6f_1$ , коэффициент пульсаций напряжения на выходе выпрямителя

$$q = \frac{U_{d1m}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{6^2 - 1} = 0,057, \quad (30)$$

Обратное напряжение на закрытом вентиле определяется разностью потенциалов его катода и анода. Ординаты кривой  $U_{обр}$  для вентиля  $V1$  показаны на рис. 19,б штриховкой, на рис. 19,е кривая  $U_{обр}$  изображена полностью. Максимальное значение обратного напряжения на вентиле в трехфазной мостовой схеме равно амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора, т.е.  $U_{обр\max} = \sqrt{2} U_{2л}$ . При открытом состоянии двух вентилях выпрямительного моста другие четыре вентиля закрыты приложенным к ним обратным напряжением. Выпрямленный ток  $i_d$  при работе на чисто активную нагрузку полностью повторяет кривую напряжения  $U_d$  (см. черную кривую на рис. 19,е).



Соотношения между напряжениями и токами в трехфазной мостовой схеме приведены на табл. 1.

Шестифазная схема со средней точкой представлена на рис. 20,а. Питание схемы осуществляется через трехобмоточный трансформатор  $T$ , на каждом стержне которого расположены три обмотки: по одной первичной, которые соединены в треугольник и подключены на  $\sim U_c$ , и две одинаковые вторичные обмотки, соединенные в шестифазную звезду с нулем. Начала обмоток обозначены точками. При этом вторичные обмотки  $I$  подключены к анодам диодов  $V1, V3$  и  $V5$  началами, а обмотки  $II$  подключены к анодам диодов  $V4, V6$  и  $V2$  концами. В результате такого соединения звезды фазных напряжений  $u_{a1}, u_{b1}, u_{c1}$  и  $u_{a2}, u_{b2}, u_{c2}$  смещены относительно друг друга на  $180^\circ$  (рис. 20,б), а векторы напряжений соседних фаз — на  $60^\circ$ .

Как и в трехфазной нулевой схеме (см. рис. 18,а), в любой момент времени в шестифазной схеме будет открыт тот вентиль, потенциал анода которого в данный момент выше, чем у других вентилях. Как видно из рис. 20,в, на котором изображены синусоиды вторичных фазных напряжений  $u_{2\phi}$ , в интервале  $t_1-t_2$  открыт вентиль  $V1$ , в интервалах  $t_2-t_3$  и  $t_3-t_4$  — вентили  $V2$  и  $V3$  и далее — в соответствии с порядковыми номерами вентилях. Коммутация тока с вентиля на вентиль происходит в моменты пересечения синусоид фазных напряжений вторичных обмоток трансформатора  $T$ .

Кривая выпрямленного напряжения  $u_d$  в этой схеме описывается верхней частью синусоид фазных напряжений  $u_{2\phi}$ . Частота пульсаций кривой  $u_d$  по отношению к частоте сети  $f_n(1) = 6f_c$ , коэффициент пульсаций напряжения на выходе выпрямителя

$$q = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{6^2 - 1} = 0,057.$$

Обратное напряжение на закрытом вентиле определяется разностью потенциалов его катода и анода. Из рис. 20,в видно, что для вентиля  $V1$  потенциал катода по отношению к нулевой точке изменяется по огибающей синусоид фазных напряжений, а потенциал анода — по кривой фазного напряжения  $u_{a1}$  (на рис. 20,в кривые этих напряжений показаны соответственно черной и синей линиями). Ординаты кривой  $u_{обр}$  для вентиля  $V1$  показаны штриховкой. Максимальное значение обратного напря-

Рис. 20. Шестифазный выпрямитель со средней точкой:  
а — схема соединения элементов; б — векторная диаграмма напряжений обмоток трансформатора; в — е — временные диаграммы напряжений и токов



жения на вентиле равно сумме амплитуд фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора

$$U_{\text{обр max}} = 2\sqrt{2} U_{2\phi} = 2,84 U_{2\phi}. \quad (31)$$

Выпрямленный ток  $i_d$  при работе на активную нагрузку полностью повторяет кривую  $u_d$  (рис. 20, з). Ток через вентили имеет форму прямоугольных импульсов с криволинейной верхней частью длительностью  $60^\circ$ . Ток вентиля является также и током вторичной обмотки трансформатора.

Среднее и действующее значения тока вентиля соответственно равны

$$I_{в, \text{ср}} = 0,167 I_d \text{ и } I_{в, \text{д}} = I_2 = 0,408 I_d. \quad (32)$$

Коэффициент формы тока вентиля

$$k_{\phi i} = I_{в, \text{д}} / I_{в, \text{ср}} = 0,408 / 0,167 = 2,44. \quad (33)$$

Соотношения между другими величинами на элементах данной схемы приведены в табл. 1.

В трехфазной нулевой схеме выпрямления, как было показано выше, при соединении обмоток силового трансформатора по схеме звезда-звезда в стержнях сердечника возникает однофазный поток вынужденного намагничивания, который осложняет работу схемы. Шестифазная нулевая схема при таком соединении обмоток трансформатора практически никогда не применяется.

При соединении первичной обмотки в треугольник поток  $\Phi_0$  вынужденного намагничивания почти не возникает, так как ток в первичных обмотках благодаря присоединению каждой из них непосредственно к сети переменного тока возрастает при нагрузке выпрямителя до тех пор, пока не компенсируется МДС, создаваемая вторичным током. Действительно, ток  $i_{1A}$  в положительный полупериод напряжения  $u_{21}$  равен току  $i_{1a}$  (при  $w_1 = w_2$ ), а в отрицательный полупериод — вторичному току  $i_{2a}$  (рис. 20, д). Эти токи протекают через вторичные обмотки трансформатора, расположенные на том же стержне А, что и первичная обмотка, поэтому  $I_1 w_1 \approx I_2 w_2$  и некомпенсированной МДС в сердечнике практически нет. На рис. 20, е показана кривая линейного тока  $I_{лA}$ , который равен разности первичных фазных токов  $i_{1A} - i_{1C}$ . Продолжительность полупериодов линейного тока равна  $120^\circ$ , или  $2\pi/3$  рад.

Произведем сравнение достоинств трехфазных и шестифазных схем выпрямления при одинаковых значениях мощности  $P_d$ , напряжения  $U_d$ , отсутствии параллельного и последовательного соединения вентилях в плечах выпрямителей.

Трехфазная схема с нулевой точкой:

1. Схема простая. Число вентилях в 2 раза меньше, чем в мостовой или шестифазной нулевых схемах.
2. Меньше потери в вентилях, так как в данной схеме ток  $i_d$  протекает через один диод, а в мостовой — последовательно через два диода.

### Трехфазная мостовая схема:

1. Обратное напряжение, прикладываемое к вентилям, в 2 раза меньше, чем в трехфазной и шестифазной нулевых схемах, и вентили следует выбирать на напряжение, близкое к  $U_d$ .

2. Напряжение (число витков) вторичной обмотки вдвое меньше, чем в трехфазной, и в 1,73 раза, чем в шестифазной нулевых схемах, но сечение провода соответственно в 1,41 и в 2 раза больше.

3. Нет вынужденного намагничивания сердечника трансформатора и нормальное исполнение обмоток.

4. Габаритная мощность трансформатора на 30% меньше, чем в трехфазной, и на 48% меньше, чем в шестифазной нулевых схемах, ток первичной обмотки имеет форму синусоиды.

5. Схема допускает соединение первичных и вторичных обмоток трансформатора звездой и треугольником. Она может быть применена и без трансформатора.

### Шестифазная нулевая схема:

1. При соединении первичной обмотки трансформатора в треугольник поток вынужденного намагничивания практически не возникает.

2. Частота основной гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения, как и в мостовой схеме, в 2 раза выше, а коэффициент пульсации напряжения  $u_d$  почти в 4,5 раза меньше, чем в трехфазной нулевой схеме.

3. При форме тока вентиляей, близкой к прямоугольной,  $k_{\Phi i}$  в 1,41 раза выше, чем в трехфазных схемах. Вследствие этого при одинаковом среднем значении тока  $I_{в, ср}$ , протекающего через вентили, предельный ток  $I_n$  выбираемых приборов для данной схемы будет больше  $[I_n = (k_{\Phi, з}/k_{\Phi, к}) I_{в, ср} = (2,45/1,57) I_{в, ср} = 1,56 I_{в, ср}]$ ; здесь  $K_{\Phi, з}$  и  $K_{\Phi, к}$  — коэффициенты формы тока в заданной и классификационной схемах), чем в трехфазных, где  $I_n = 1,1 I_{в, ср}$ .

Преимущества трехфазной схемы с нулевой точкой проявляются в случае, если главным требованием является простота выпрямителя или используется блок трех вентиляей с общим катодом.

При применении полупроводниковых вентиляей преимущества имеет мостовая схема, которая может работать непосредственно от сети, если напряжение  $U_1$  подходит по значению для получения нужного  $U_d$  и не требуется изоляция от питающей сети цепи выпрямленного тока.

Шестифазная схема с нулевой точкой в связи с наличием трансформатора с двумя вторичными обмотками уступает мостовой схеме. Однако для выпрямителей на низкое напряжение (около 100 В) и большой ток (500—1000 А) целесообразно применять шестифазную схему, так как нагрузочный ток в этой схеме



проходит через вентиль в течение  $1/6$  периода, а в трехфазных схемах — в течение  $2/3$  периода, следовательно, среднее значение тока вентиля для шестифазной схемы будет в 2 раза меньше, чем для трехфазных схем выпрямления.

Это обстоятельство позволяет уменьшить число установленных вентилях и получить более высокий КПД выпрямителя (см. § 6) на значительный ток  $I_{d \text{ ном}}$ , когда  $I_{в, \text{ ср}} > I_{п}$  и в трехфазных схемах приходится использовать более мощные вентиля либо применять параллельное соединение вентилях в плече выпрямителя. Например, при токе нагрузки  $I_{d \text{ ном}} = 210 \text{ А}$ , имеющем прямоугольную форму, в трехфазной схеме предельный ток вентилях будет равен  $I_{п} = 1,1 \cdot 210 / 3 = 77 \text{ А}$ , а в шестифазной  $I_{п} = 1,41 \cdot 210 / 6 = 49,4 \text{ А}$ . Следовательно, для первой схемы выпрямления нужно применить вентиля на 100, а для второй — на 50 А.

#### 4. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ОДНОФАЗНОГО И ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

В большинстве практических случаев выпрямители средней и большой мощности применяются не только для выпрямления переменного тока в постоянный, но должны позволять плавно регулировать среднее значение выпрямленного напряжения  $U_d$ . Это обусловливается необходимостью стабилизации напряжения на нагрузке при изменении напряжения питающей сети или тока нагрузки, а также для регулирования напряжения  $U_d$  для управления частотой вращения двигателей постоянного тока, при зарядке аккумуляторных батарей и т.п.

При использовании в выпрямителях неуправляемых вентилях среднее значение выпрямленного напряжения  $U_d$ , как это видно из (11), (22) и табл. 1, пропорционально напряжению  $U_{2 \phi}$ . Регулирование величины  $U_d$  в этом случае сводится к изменению напряжения  $U_2$  на вторичной стороне трансформатора с помощью отпаек, что не всегда удобно и сложно. Более широкое применение для регулирования напряжения на нагрузке получил способ, основанный на управлении во времени моментом отпирания вентилях выпрямителя за интервал проводимости. Он базируется на использовании в схеме выпрямителя управляемых вентилях — тиристоров, в связи с чем такой выпрямитель называют управляемым.

Однофазные управляемые выпрямители выполняются по схеме с нулевым выводом трансформатора и мостовой схеме. Принцип действия таких выпрямителей рассмотрим на примере схемы с нулевым выводом, а для мостовой схемы укажем лишь ее особенности.

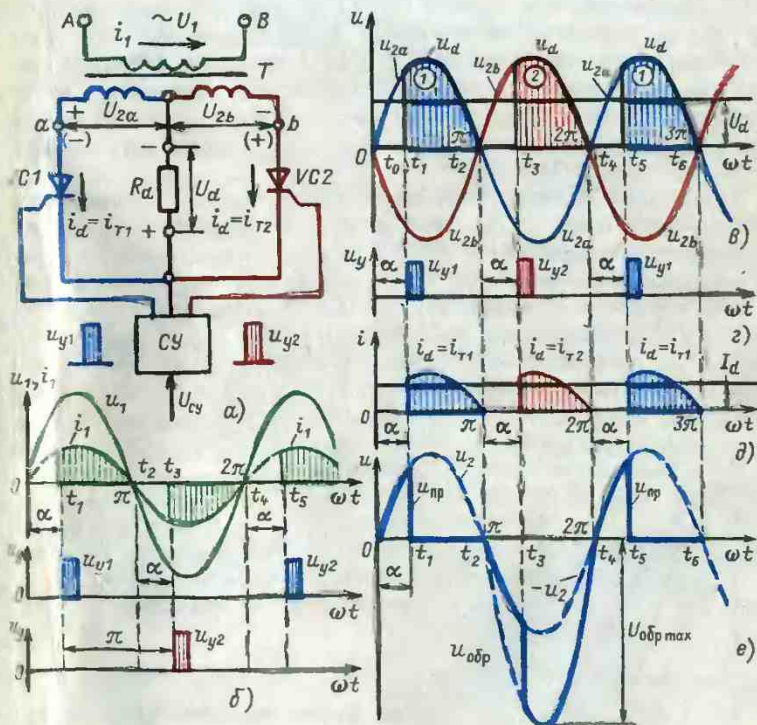
Однофазная нулевая схема управляемого выпрямителя изображена на рис. 21, а. Она отличается от схемы неуправляемого выпрямителя (см. рис. 16 б) тем, что диоды  $V1$  и  $V2$  заменены тиристорами  $VC1$  и  $VC2$ .



Аноды тиристоров присоединены к выводам вторичной обмотки  $a$  и  $b$ , а управляющие электроды связаны с системой управления  $CY$ , которая формирует синхронно с напряжением  $u_1$  управляющие импульсы  $u_{y1}$  и  $u_{y2}$  и позволяет изменять их фазу относительно напряжений  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$  источника питания.

Пусть на входе выпрямителя действует положительная полуволна напряжения  $u_1$  (рис. 21,б), чему соответствуют полярности напряжений на обмотках трансформатора, указанные на рис. 21,а без скобок.

При использовании в схеме неуправляемых вентилях диод  $V1$  открылся бы в момент времени  $t_0$  (рис. 21,в), которое является для него моментом естественного отпирания. Тиристор, как отмечалось в § 2, отпирается при наличии положительного напряжения на аноде и отпирающего импульса на управляющем электроде. На интервале  $t_0-t_1$  тиристоры  $VC1, VC2$  будут закрыты



21. Однофазный управляемый выпрямитель с нулевой точкой:

схема включения элементов; б и в — временные диаграммы напряжений и токов при активной нагрузке

и к ним прикладывается напряжение вторичных обмоток трансформатора  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$ : на тиристор  $VC1$  — в прямом направлении, а на тиристор  $VC2$  — в обратном. Напряжение на выходе выпрямителя  $u_d = 0$ .

В момент времени  $t_1$  от системы управления  $CU$  выпрямителя поступает на управляющий электрод тиристора  $VC1$  отпирающий импульс  $u_{y1}$ . В результате этот вентиль откроется с некоторой задержкой по отношению к началу положительной волны напряжения  $u_{2a}$  и подключит нагрузку  $R_d$  на напряжение  $u_2$  вторичной обмотки трансформатора.

Угол задержки, отсчитываемый от момента естественного отпирания вентиля, выраженный в градусах, называется углом управления или регулирования и обозначается буквой  $\alpha$ . В момент отпирания тиристора  $VC1$  напряжение  $u_d$  на нагрузке  $R_d$  скачком возрастает и далее изменяется по кривой напряжения  $u_{2a}$ . В момент  $t_2$  напряжение  $u_{2a}$  меняет знак, тиристор  $VC1$  запирается, в интервале  $t_2-t_3$  оба вентиля будут закрыты и ток  $i_d$  в нагрузке не протекает. К тиристорам  $VC1$  прикладывается обратное напряжение, а к  $VC2$  — прямое напряжение, равное  $u_{2b}$ . В момент  $t_3$  подается отпирающий импульс  $u_{y2}$  на тиристор  $VC2$ , он вступает в работу и остается открытым до момента  $t_4$ . Далее через интервал, равный углу  $\alpha$ , вновь вступит в работу тиристор  $VC1$  и т.д.

При работе выпрямителя на активную нагрузку кривая выпрямленного тока  $i_d$  полностью повторяет форму кривой напряжения  $u_d$  (рис. 21, в и д). На рис. 21, е построена кривая обратного напряжения  $u_{обр}$  на тиристоре  $VC1$  для случая работы схемы с углом регулирования  $\alpha = 60^\circ$ . В интервале  $t_0-t_1$  к тиристорам  $VC1$  приложено прямое напряжение  $u_{пр} = u_{2a}$ , в интервале  $t_1-t_2$  тиристор  $VC1$  открыт и падение напряжения на нем практически равно нулю. В момент  $t_2$ , когда ток  $i_d$  равен нулю,

тиристор  $VC1$  закрывается и к нему прикладывается обратное напряжение, равное  $-u_{2a}$ , поскольку тиристор  $VC2$  также закрыт. В момент  $t_3 = \pi + \alpha$  открывается тиристор  $VC2$  и к тиристорам  $VC1$  прикладывается напряжение двух вторичных обмоток трансформатора.

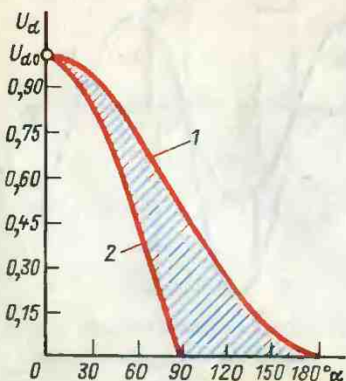


Рис. 22. Регулировочные характеристики однофазного двухполупериодного выпрямителя:

1 — при активной и 2 — при активно-индуктивной нагрузках

сформатора  $2U_2$ , которое будет действовать на нем до момента  $t_4 = 2\pi$ , когда  $VC2$  закроется. В дальнейшем процессы в схеме будут повторяться через каждый период.

Очевидно, что если изменять угол  $\alpha$  (сдвигать по фазе управляющие импульсы  $u_y$  относительно напряжения на анодах тиристоров), то будут изменяться время работы тиристоров и соответственно выпрямленное напряжение, среднее значение которого будет определяться выражением

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (34)$$

где  $U_{d0}$  — наибольшее значение выпрямленного напряжения при полностью открытых ( $\alpha = 0^\circ$ ) тиристорах  $VC1$  и  $VC2$ , оно может быть подсчитано по (11).

При работе выпрямителя на активную нагрузку и регулировании выпрямленного напряжения от нуля до  $U_{d0}$ , как видно из (34), угол регулирования  $\alpha$  необходимо изменять от  $\alpha_{max} = 180^\circ$  до  $\alpha_{min} = 0$ . Действительно, если  $\alpha = 180^\circ$ , то  $\cos 180^\circ = -1$  и  $U_d = 0$ ; при  $\alpha = 0^\circ$   $\cos 0^\circ = 1$  и  $U_d = U_{d0} = 0,9 U_{2\phi}$ .

Следовательно, рабочий режим неуправляемого выпрямителя является предельным, к которому приближается управляемый выпрямитель при угле управления  $\alpha = 0$ . Зависимость напряжения  $U_d$  от угла  $\alpha$  называется регулировочной характеристикой управляемого выпрямителя. Зависимость  $U_d = f(\alpha)$  рассматриваемой схемы для случая чисто активной нагрузки представлена кривой 1 на рис. 22.

В отличие от неуправляемого выпрямителя, вентили которого выдерживают только обратное напряжение, вентили управляемого преобразователя должны выдерживать как прямое, так и обратное напряжение. При активной нагрузке максимальное значение обратного напряжения на закрытом в данный полупериод тиристоре при углах  $\alpha < 90^\circ$  равно амплитуде напряжения всей вторичной обмотки трансформатора и (как в неуправляемой схеме) определяется выражением (14).

Значение прямого напряжения  $U_{np}$  на закрытом тиристоре при  $\alpha < 90^\circ$  зависит от угла регулирования следующим образом:

$$U_{np} = \sqrt{2} U_{2\phi} \sin \alpha. \quad (35)$$

При  $\alpha = 90^\circ$  значение  $U_{np}$  достигает максимума. Среднее значение выпрямленного тока определяется как  $I_d = U_d / R_d$ , где  $U_d$  можно вычислить по (34). При угле регулирования  $\alpha = 0$  в нагрузку будет наибольший ток  $I_d = U_{d0} / R_d$ .

Среднее значение тока через тиристор  $I_{B,CP} = 0,5 I_d$ , действующее значение тока тиристора  $I_{B,d}$  и вторичной обмотки трансформатора  $I_2$ , а также тока его первичной обмотки  $I_1$  при



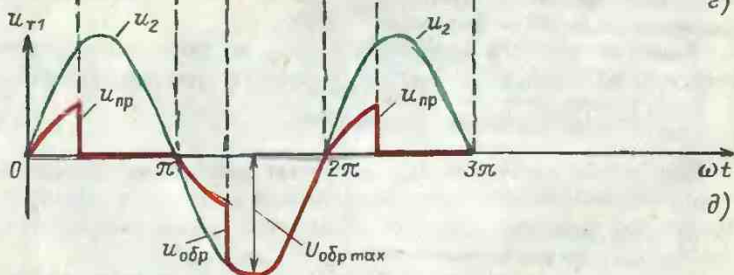
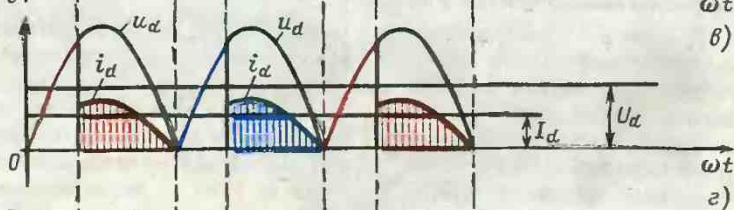
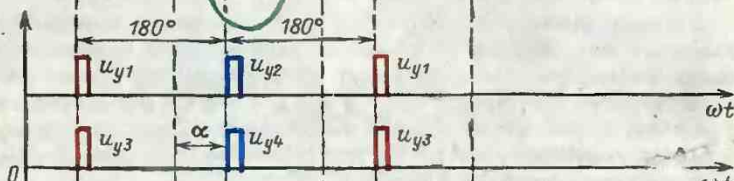
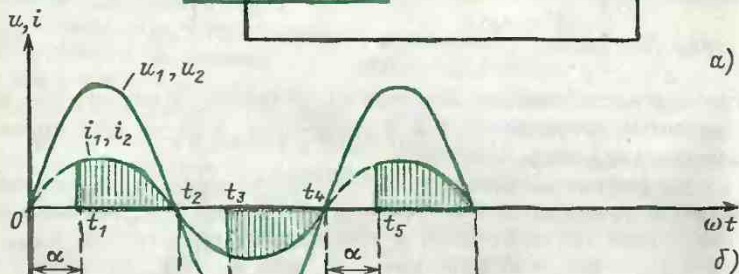
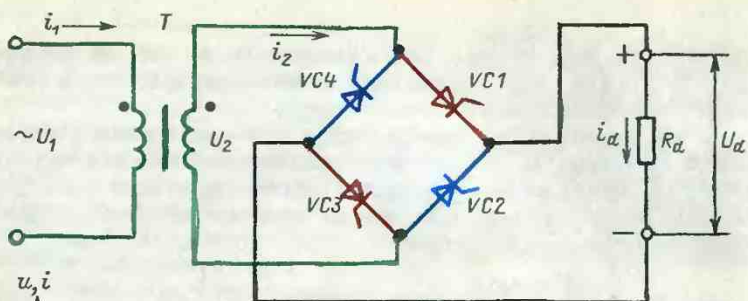


Рис. 23. Однофазный мостовой управляемый выпрямитель:  
 а. — схема включения элементов; б — д — временные диаграммы напряжений и токов

$\alpha = 0$  определяются соответственно по (12) и (17). Форма токов вторичных обмоток трансформатора аналогична форме токов тиристоров  $VC1$  и  $VC2$  (см. рис. 21,з). Первичный ток  $i_1$  (рис. 21,б) имеет паузы на интервалах  $\alpha$ . Его первая гармоника имеет фазовый сдвиг в сторону отставания относительно напряжения питания  $u_1$ , что приводит к потреблению выпрямителем от сети реактивной мощности (подробнее см. в § 6).

Количественные соотношения между другими величинами для однофазной нулевой схемы на управляемых вентилях приведены в табл. 1.

● *Однофазная мостовая схема на управляемых вентилях* изображена на рис. 23,а. Пусть значения напряжений  $u_1$  и  $u_2$  обмоток трансформатора  $T$  равны. Для работы такого выпрямителя управляющие импульсы должны подаваться одновременно на два тиристора, расположенных в противоположных плечах моста. Пусть, например, в момент времени  $t_1$  (рис. 23,б), определяемый углом  $\alpha$ , от системы управления выпрямителя на тиристоры  $VC1$  и  $VC3$  подаются управляющие импульсы  $u_{y1}$  и  $u_{y2}$  (рис. 23,в), вентили открываются и в интервале  $t_1 - t_2$  через нагрузку  $R_d$  протекает ток  $i_d$ . В момент  $t_2$  вентили  $VC1$  и  $VC2$  запираются, так как напряжение  $u_2$  проходит через нуль. В интервале  $t_2 - t_3$  к тиристорам  $VC1$  и  $VC3$  будет приложено обратное напряжение, равное половине напряжения  $u_2$  вторичной обмотки трансформатора, а к тиристорам  $VC2$ ,  $VC4$  — прямое напряжение такого же значения (рис. 23,д).

Далее в момент  $t_3$  подаются управляющие импульсы на следующую пару тиристоров —  $VC2$ ,  $VC4$  и они будут работать аналогично тиристорам  $VC1$  и  $VC3$ , но только со смещением по фазе на  $180^\circ$  (интервал  $t_3 - t_4$ ), и т.д.

Кривые выпрямленного напряжения  $u_d$  и тока  $i_d$  однофазной мостовой схемы на тиристорах (рис. 23,з) аналогичны соответствующим кривым для однофазной схемы со средней точкой. Будут также одинаковыми формы кривых токов через вентиль, а также кривые токов в первичной и вторичной обмотках трансформатора  $T$  (рис. 23,б). Максимальное значение  $u_{обр}$  на тиристорах, как и для случая работы схемы на диодах, определяется амплитудой напряжения  $u_2$ , а в схеме с нулевым выводом — напряжением  $2u_2$ . По указанной причине тиристоры мостовой схемы следует выбирать на напряжение  $\sqrt{2}U_2$ , т.е. вдвое меньше, чем в схеме с нулевой точкой. Электрические параметры рассмотренной схемы выпрямления приведены в табл. 1.

● *Трехфазная нулевая схема с тиристорами* изображена на рис. 24,а. Рассмотрим принцип действия такого выпрямителя для случая, когда вторичные обмотки трансформатора соединены в зигзаг. Для работы схемы на тиристоры подаются управляющие импульсы с некоторым смещением во времени (с задержкой на угол управления  $\alpha$ ) по отношению к моменту естественного от-

пирания диодов в неуправляемом выпрямителе (см. рис. 18,а), который соответствует точкам пересечения синусоид фазных напряжений  $u_a$ ,  $u_b$  и  $u_c$  (точки а, б, в и г на рис. 24,в).

Пусть, например, управляющие импульсы на тиристоры  $VC1$ ,  $VC2$ ,  $VC3$  подаются в моменты, соответствующие середине поло-

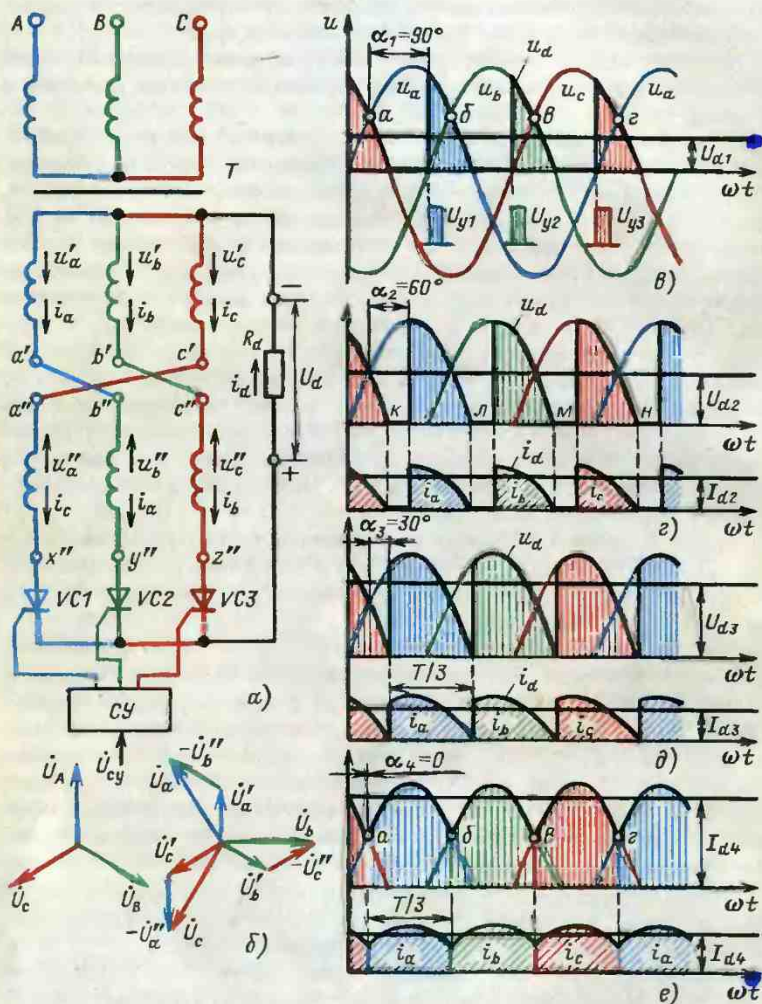


Рис. 24. Трехфазный управляемый выпрямитель с нулевой точкой: а — схема включения элементов; б — векторная диаграмма напряжений обмоток трансформатора; в — е — временные диаграммы токов и напряжений



жительных полуволн фазных напряжений (при этом угол  $\alpha = 60^\circ$ ). В этом случае на нагрузке возникают импульсы выпрямленного напряжения  $U_d$  в форме четверти синусоиды (рис. 24,з).

Изменение фазы (смещение) управляющих импульсов в сторону увеличения или уменьшения угла управления  $\alpha$  вызывает соответствующее уменьшение (рис. 24,в) или увеличение (рис. 24,д) импульсов напряжения  $u_d$ . При угле  $\alpha = 0$  кривая выпрямленного напряжения (рис. 24,е) будет иметь такую же форму, как в неуправляемом выпрямителе (рис. 24,в). Очевидно, что кривая тока  $i_d$  по форме будет повторять кривую выпрямленного напряжения  $u_d$  при работе выпрямителя на активную нагрузку.

Из этих кривых видно, что имеются две характерные области работы управляемого выпрямителя. Первая соответствует изменению угла регулирования в пределах  $0 < \alpha < 30^\circ$ , при этом выпрямленный ток будет непрерывным и среднее значение выпрямленного напряжения определяется выражением

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha. \quad (36)$$

Каждый тиристор схемы в этом случае работает одну треть периода. Вторая область соответствует углам  $\alpha > 30^\circ$  и характеризуется тем, что при прохождении фазных напряжений через нуль (точки *к, л, м, н* на рис. 24,з) работающий тиристор закрывается, а так как на очередной вступающий в работу тиристор отпирающий импульс еще не подан, то в кривой выпрямленного напряжения возникают паузы (нулевые участки), в течение которых ток  $i_d = 0$ .

Длительность прохождения тока через вентиль в этом случае будет меньше  $T/3$  и среднее значение выпрямленного напряжения рассчитывается по формуле

$$U_d = \frac{\sqrt{3}}{3} U_{d0} [1 + \cos(30^\circ + \alpha)]. \quad (37)$$

Для трехфазной нулевой схемы при работе на активную нагрузку предельным углом регулирования, при котором  $U_d = 0$ , является угол  $\alpha_{max} = 150^\circ$ . Напряжение на вентиле определяется разностью потенциалов анода и общей точки катодов, потенциал которой изменяется по кривой напряжения  $u_d$ . Максимальное значение обратного напряжения на тиристоре, так же как в схеме с неуправляемыми вентилями, равно амплитуде линейного напряжения  $u_{2n}$  [см. (24)].

Для устранения в сердечнике трансформатора потока вынужденного намагничивания вторичные обмотки соединены в зигзаг (рис. 24,а). При такой схеме соединения ток фазы вторичной обмотки обтекает одновременно две полуобмотки, расположенные на соседних стержнях, но только в разных направлениях.

Благодаря этому МДС первичной и вторичной обмоток по стержням полностью компенсируются и поток вынужденного намагничивания в сердечнике трансформатора не возникает.

Однако следует отметить, что использование вторичных обмоток по мощности при этом ухудшается. Это объясняется тем, что масса меди двух связанных между собой обмоток увеличивается вдвое, а результирующее напряжение каждой фазы, определяющееся геометрической суммой напряжений двух полуобмоток, расположенных на разных стержнях и сдвинутых по фазе на  $120^\circ$  (рис. 24, б), увеличивается только в  $\sqrt{3} = 1,73$  раза по сравне-

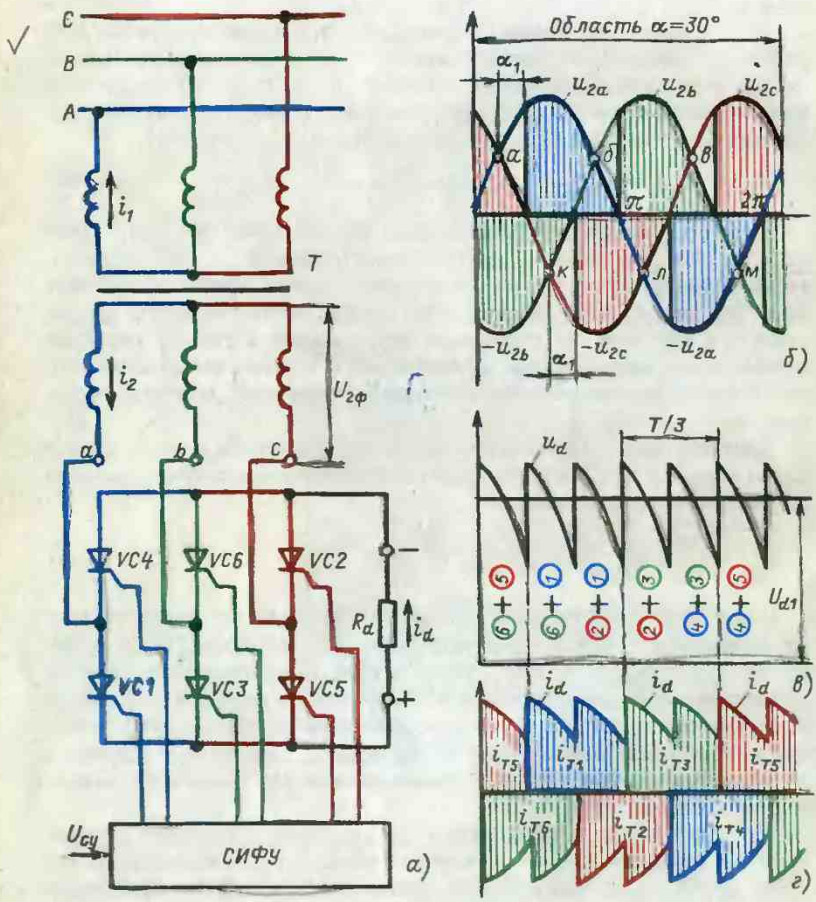
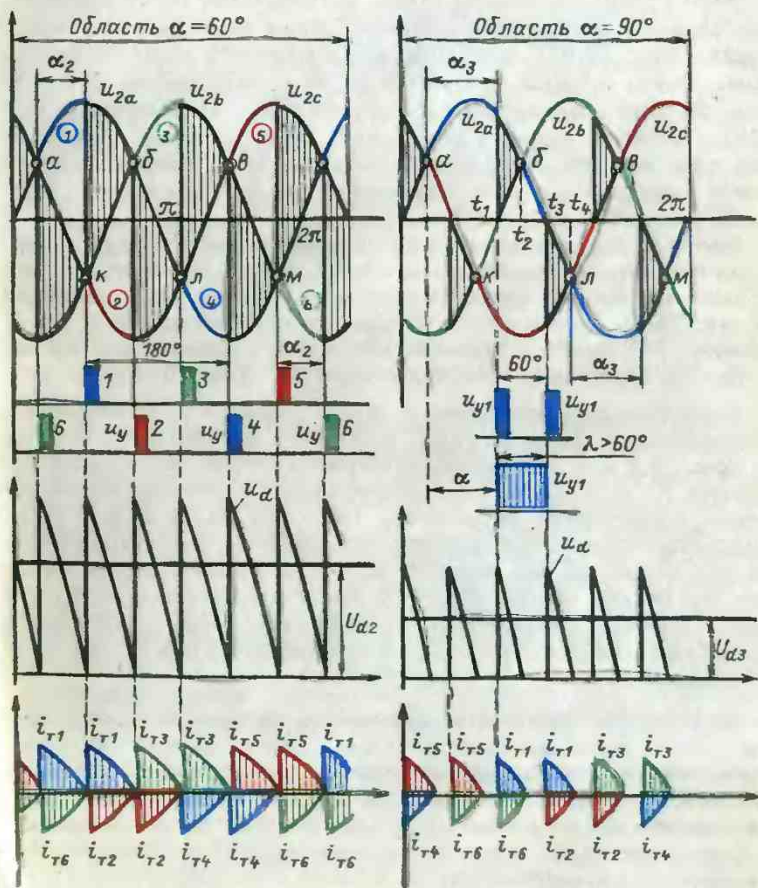


Рис. 25. Трехфазная мостовая схема на управляемых вентиллях:  
 а — соединение элементов; б — в — временные диаграммы токов и  
 62

нию с результирующим напряжением при двух обмотках, размещенными на одном стержне. Таким образом, вторичное фазное напряжение в этой схеме будет  $U_{2ф,зиг} = \sqrt{3} / \sqrt{2} U_{2ф,звез} = 0,87 U_{2ф,звез}$ , и чтобы получить при соединении вторичных обмоток в зигзаг такое же значение выпрямленного напряжения  $U_d$ , как в схеме со вторичной звездой, необходимо увеличить количество витков вторичных полуобмоток на 13%. В результате типовая мощность трансформатора по сравнению с мощностью трехфазной нулевой схемы выпрямления также увеличивается и равна  $S_T = 1,46 P_d$ .





● В трехфазной мостовой схеме с управляемыми вентилями (рис. 25,а), так же как и с неуправляемыми, одновременно работают два тиристора: один из катодной (нечетной) группы, другой из анодной (четной) группы, и нагрузка в любой момент времени присоединяется к двум фазам вторичной обмотки трансформатора. Отпирающие импульсы на тиристоры нечетной группы подаются с опережением на  $180^\circ$  по отношению к тиристорам четной группы, присоединенным к тем же выводам вторичной обмотки, так как первые работают при положительных значениях фазных напряжений на анодах, вторые — при отрицательных на катодах (рис. 25,б).

Работа рассматриваемой схемы выпрямления иллюстрируется диаграммами мгновенных значений фазных напряжений на тиристорах (рис. 25,б); кривыми выпрямленного напряжения  $u_d$  (рис. 25,в), которое получается путем суммирования мгновенных значений напряжений работающих в данный момент вентилях; кривыми анодных токов (рис. 25,г) катодной группы — над осью времени, анодной группы — под осью. Каждая из диаграмм построена для трех значений углов регулирования:  $\alpha_1 = 30^\circ$ ,  $\alpha_2 = 60^\circ$  и  $\alpha_3 = 90^\circ$ .

При угле регулирования  $\alpha = 0$  отпирающие импульсы на тиристоры необходимо подавать в моменты, соответствующие точкам пересечения кривых фазных напряжений (точки а, б, в и к, л, м на рис. 25,б). В этом случае каждый из вентилях проводит ток в течение  $T/3$ , как в неуправляемой схеме, а чередование пар работающих тиристоров происходит через  $60^\circ$  (рис. 25,г).

Пока угол регулирования  $\alpha \leq 60^\circ$ , кривые выпрямленного напряжения, а следовательно, и кривые выпрямленного тока  $i_d$  (рис. 25,в и г) при активной нагрузке непрерывны. Для этого режима ( $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$ ) среднее значение выпрямленного напряжения определяется выражением (36). Как видно из рис. 25,г, через вступающий в работу тиристор катодной группы ток может проходить только при условии, если одновременно открывается или уже открыт соответствующий (смежный по порядковому номеру) тиристор анодной группы. В противном случае цепь тока  $i_d$  не будет замкнута и очередной вступающий в работу тиристор не откроется.

Угол  $\alpha = 60^\circ$  соответствует при активной нагрузке гранично-непрерывному режиму. При углах  $\alpha > 60^\circ$  и активной нагрузке в кривых напряжения  $u_d$  и тока  $i_d$  появляется интервал с нулевым значением, т.е. наступает режим работы выпрямителя с прерывистым выпрямленным током.

Следует отметить, что для обеспечения работы данной схемы в режиме с прерывистым током, а также для первоначального ее запуска на управляющие электроды тиристоров следует подавать либо одиночные импульсы шириной больше  $60^\circ$ , или двоянные

узкие отпирающие импульсы с интервалом между ними в  $60^\circ$  (рис. 25,б при  $\alpha_3 = 90^\circ$ ).

Схема управления выпрямителем должна быть построена так, чтобы при подаче отпирающего импульса на вступающий в работу тиристор одного плеча моста одновременно осуществлялась бы подача импульса на управляющий электрод тиристора отстающей фазы противоположного плеча моста. Например, при работе выпрямителя с  $\alpha = 90^\circ$  (рис. 25,б), для того чтобы открыть тиристор  $VC1$ , в момент  $t_1$  необходимо одновременно подать отпирающий импульс и на тиристор  $VC6$ , после чего оба вентиля будут проводить ток до момента  $t_2$ , когда разность мгновенных значений напряжений  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$  будет равна нулю и тиристоры  $VC1$  и  $VC6$  закроются. Затем в момент  $t_3$  должен вступить в работу тиристор  $VC2$ , который откроется только при условии наличия повторного отпирающего импульса на тиристоре  $VC1$  или при условии, что на управляющий электрод этого тиристора в момент  $t_1$  будет подан импульс длительностью больше  $60^\circ$ . Тиристоры  $VC2$  и  $VC1$  будут проводить ток до момента  $t_4$ , далее вступит в работу следующая пара тиристоров  $VC3$  и  $VC2$  и т.д.

Среднее значение выпрямленного напряжения, когда ток  $i_d$  прерывистый ( $\alpha > 60^\circ$ ), определяется выражением

$$U_d = U_{d0} [1 + \cos(60 + \alpha)]. \quad (38)$$

Из (38) следует, что при работе данной схемы на активную нагрузку предельным углом регулирования, при котором  $U_d = 0$ , является угол  $\alpha_{max} = 120^\circ$ .

**Учет влияния параметров вентиля и трансформатора на работу выпрямителя.** Вначале рассмотрения работы схем выпрямления было сделано допущение, что в выпрямителях используются идеальные вентили и трансформаторы. В действительности вентили имеют некоторое сопротивление  $r_B$  в прямом направлении, а обмотки трансформаторов обладают активным сопротивлением  $r_1$  и  $r_2$ , поэтому при нагрузке выпрямителя током  $I_d$  возникает падение напряжения в этих сопротивлениях, и напряжение  $U_d$  на выходе будет меньше, чем напряжение  $U_{d0}$  при холостом ходе выпрямителя:  $U_d = U_{d0} - \Delta U_d$ , где  $\Delta U_d = I_B(nr_B + R_T)$  — внутреннее падение напряжения в вентилях  $I_B nr_B$  и активная составляющая падения напряжения в обмотках трансформатора  $I_B nR_T$ .

Внутреннее падение напряжения  $\Delta U_B = I_B nr_B$  в одном плече выпрямителя, содержащем  $n$  последовательно соединенных вентилях, практически не зависит от тока  $I_B$  и принимается равным прямому падению напряжения  $\Delta U_{пр,ном}$  при  $I_{пр,ном}$ , т.е.  $\Delta U_{пр} = n \Delta U_{пр,ном}$ .

Результирующее активное сопротивление первичной и вторичной обмоток трансформатора, Ом, приведенное к виткам вто-

ричной обмотки,

$$R_T = r_2 + r_1 w_1/w_2 = r_K/n^2, \quad (39)$$

где  $n$  — коэффициент трансформации;  $w_1$  и  $w_2$  — число витков обмоток трансформатора; сопротивление  $r_K$  определяется по формуле

$$r_K = \Delta P_K / (m_T I_{1\text{ном}}^2), \quad (40)$$

где  $\Delta P_K$  — потери короткого замыкания (КЗ), Вт;  $I_{1\text{ном}}$  — номинальный ток первичной обмотки, А;  $m_T$  — число фаз трансформатора.

Учет параметров вентиля и трансформатора производят при расчете выпрямителей малой мощности, необходимое значение напряжения  $U_{2\phi}$  которых вычисляется по формуле

$$U_{2\phi} = k_{сх} (U_{d\text{ном}} + \Delta U_d), \quad (41)$$

где  $U_{d\text{ном}}$  — заданное значение напряжения на выходе выпрямителя при номинальном токе;  $k_{сх}$  — коэффициент схемы выпрямления, равный отношению  $U_{2\phi}/U_{d0}$ , по которому можно определить необходимое значение подаваемого на вентильные элементы напряжения  $U_{2\phi}$ , при известном среднем значении выпрямленного напряжения  $U_{d0}$  (берется из табл. 1).

## 5. РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА НАГРУЗКУ РАЗЛИЧНОГО ХАРАКТЕРА

Выше была рассмотрена работа различных схем выпрямления с неуправляемыми и управляемыми вентилями на нагрузку с чисто активным сопротивлением. Однако в практике наряду с чисто активной нагрузкой для силовых выпрямителей часто встречается смешанная активно-индуктивная нагрузка и нагрузка на встречную ЭДС. Примерами таких нагрузок являются обмотки возбуждения электрических машин и втягивающие катушки электроаппаратов, а также любые другие электроприемники, питаемые от выпрямителя через фильтр, входным элементом которого служит индуктивная катушка. Случаям нагрузки на встречную ЭДС соответствует работа выпрямителя на якорь двигателя постоянного тока, а также при зарядке от выпрямителя аккумуляторных батарей или питания электролизных ванн.

В большинстве случаев в цепь нагрузки выпрямителей средней и большой мощности входят встречная ЭДС и активное сопротивление (якорь двигателя, сопротивление обмоток силового трансформатора и др.), которые сочетаются с последовательным включением индуктивности, присущей самой нагрузке или до-



полнительно включаемой для лучшего сглаживания потребляемого тока.

**Работа выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку.** Работа выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку (рис. 26,а) отличается от работы на чисто активную нагрузку тем, что ток в цепи выпрямления, возникнув в момент открывания вентиля, нарастает медленнее, чем происходит увеличение напряжения  $u_2$ . Это связано с наличием индуктивности  $L_d$  в цепи нагрузки, которая является в электрической цепи инерционным элементом, препятствующим резкому изменению тока  $i_d$ . Когда напряжение вторичной обмотки трансформатора начнет снижаться, ток в нагрузке будет некоторое время продолжать расти и далее постепенно спадать за счет энергии, запасенной в индуктивности (рис. 26,б).

Протекание тока через вентиль будет происходить и в течение некоторой части отрицательного полупериода вторичного напряжения за счет положительной ЭДС самоиндукции, возникающей в индуктивности  $L_d$  при уменьшении тока нагрузки, которая

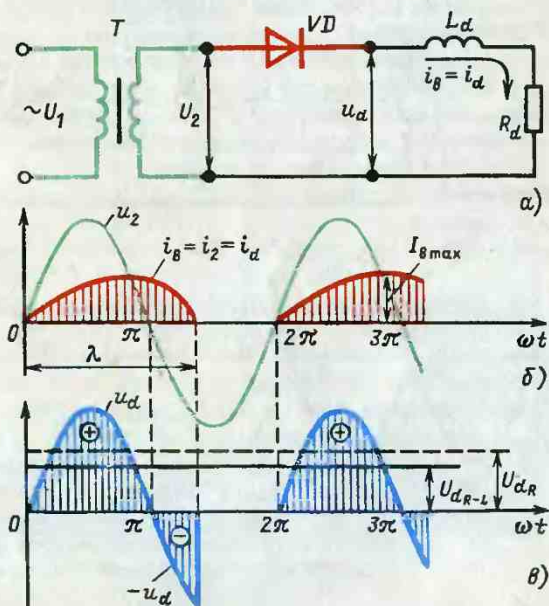


Рис. 26. Однополупериодное выпрямление при активно-индуктивной нагрузке:

а — схема включения; б и в — кривые напряжений и токов на элементах

компенсирует отрицательное напряжение  $u_2$  и падение напряжения  $\Delta u_B$  в цепи выпрямления.

Общая продолжительность  $\lambda$  протекания тока через вентиль  $VD$  зависит от значения индуктивности  $L_d$ , с увеличением которой возрастает длительность протекания тока  $i_d$ . Среднее значение выпрямленного напряжения на активно-индуктивной нагрузке  $U_{dR-L}$  однополупериодного выпрямителя будет меньше, чем напряжение  $U_{dR}$  при активной нагрузке, так как при  $\omega t > \pi$  напряжение  $u_d$  отрицательно (рис. 26,в).

Пульсации тока  $i_d$  в нагрузке не уменьшаются даже при значительном увеличении индуктивности  $L_d$ , так как ток  $i_B$  всегда меняется от нуля до  $I_{Bmax}$ . Вследствие этого в однополупериодных выпрямителях индуктивность не применяется в качестве фильтра (см. § 6).

При двухполупериодном выпрямлении (рис. 27,а) в отличие от чисто активной нагрузки ток  $i_d$  в цепи  $L_d, R_d$  становится более сглаженным (рис. 27,б). Действительно, ток  $i_{B1}$  в вентиле

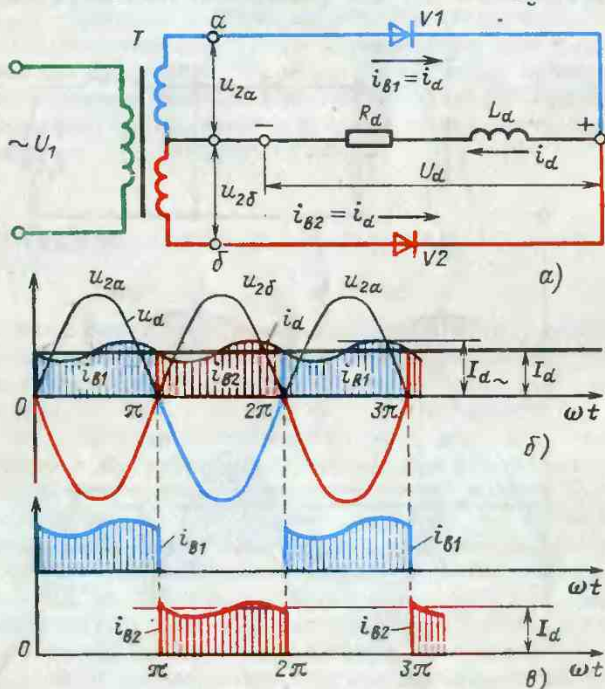


Рис. 27. Двухполупериодное выпрямление при активно-индуктивной нагрузке:

а — схема включения; б и в — кривые напряжений и токов в элементах

$V1$  к концу положительного полупериода под воздействием индуктивности не спадет до нуля, а в момент  $\omega t = \pi$  ток нагрузки переходит к вентилю  $V2$ , так как потенциал анода  $V2$  становится выше потенциала анода  $V1$  (см. рис. 16,б). Указанный переход тока происходит мгновенно, так как в анодных цепях вентиля  $V1$  и  $V2$  нет индуктивностей. В следующий полупериод, когда  $u_{2a}$  будет опять положительно, ток  $i_d$  снова переходит к вентилю  $V1$  (рис. 27,в).

Ток нагрузки  $i_d$  представляет собой пульсирующий выпрямленный ток, который кроме постоянной составляющей  $I_d$  имеет и переменную составляющую  $i_{d\sim}$ . Форма выпрямленного тока будет зависеть от индуктивности  $L_d$ , угловой частоты переменной составляющей выпрямленного напряжения  $\omega$  и сопротивления  $R_d$ . При достаточно большом значении  $L_d$  (например,  $\omega L_d/R_d \geq 5$ ) пульсации тока  $i_d$  составляют всего несколько процентов среднего значения выпрямленного тока  $I_d$ , и без большой погрешности можно считать, что  $\omega L_d \approx \infty$  или  $L_d = \infty$ , т.е. кривая тока  $i_d$  становится идеально сглаженной.

Выпрямленное напряжение  $u_d$  на выходе выпрямителя, т.е. напряжение на зажимах всей цепи  $RL$  нагрузки, и обратное напряжение на вентиле будут иметь такую же форму, как при работе схемы на активную нагрузку. Это объясняется тем, что переход тока с одного вентиля на другой происходит в те же моменты, что и в случае работы схемы без индуктивности  $L_d$ .

Влияние индуктивности в цепи нагрузки сказывается на действующих значениях токов, протекающих в вентилях и обмотках ( $I_B$ ,  $I_2$  и  $I_1$ ), а также на типовой мощности трансформатора  $S_T$ . Количественные соотношения между токами и напряжениями в элементах выпрямителя, а также типовая мощность трансформатора для различных схем выпрямления с неуправляемыми вентилями при  $L_d = \infty$  приведены в табл. 1.

Процессы в схеме управляемого выпрямителя при работе его на активно-индуктивную нагрузку отличаются от процессов при работе схемы на активную нагрузку. Пусть однофазная мостовая схема (рис. 28,а) работает с идеально сглаженным током  $i_d (L_d = \infty)$ , тогда тиристоры  $VC1$  и  $VC3$ , вступив в работу в момент времени  $t_1$  (рис. 28,б), не закроются в момент прохождения фазного напряжения  $u_2$  через нуль (момент  $t_2$ ), как это было при чисто активной нагрузке, а будут проводить ток при отрицательном напряжении вторичной обмотки до тех пор, пока не будут поданы управляющие импульсы на тиристоры  $VC2, VC4$  (момент  $t_3$ ). Тогда эта пара тиристоров вступит в работу, а тиристоры  $VC1, VC3$  выключаются. Вентили  $VC3, VC4$  будут проводить ток, пока снова не будут поданы управляющие импульсы на вентили  $VC1, VC3$  (момент  $t_5$ ), и т.д.

Длительность протекания тока через каждую пару тиристоров остается равной  $180^\circ$ . При  $\omega L_d = \infty$  ток  $i_d$  в цепи нагрузки



идеально сглажен, а токи вентиляей имеют форму прямоугольных импульсов с амплитудой, равной  $I_d$ .

В кривой выпрямленного напряжения  $u_d$  в интервалах времени  $0 - t_1$ ,  $t_2 - t_3$  и т.д. появляются участки отрицательного напряжения, когда ток через тиристор и нагрузку проходит под действием ЭДС самоиндукции, возникающей в индуктивности  $L_d$ .

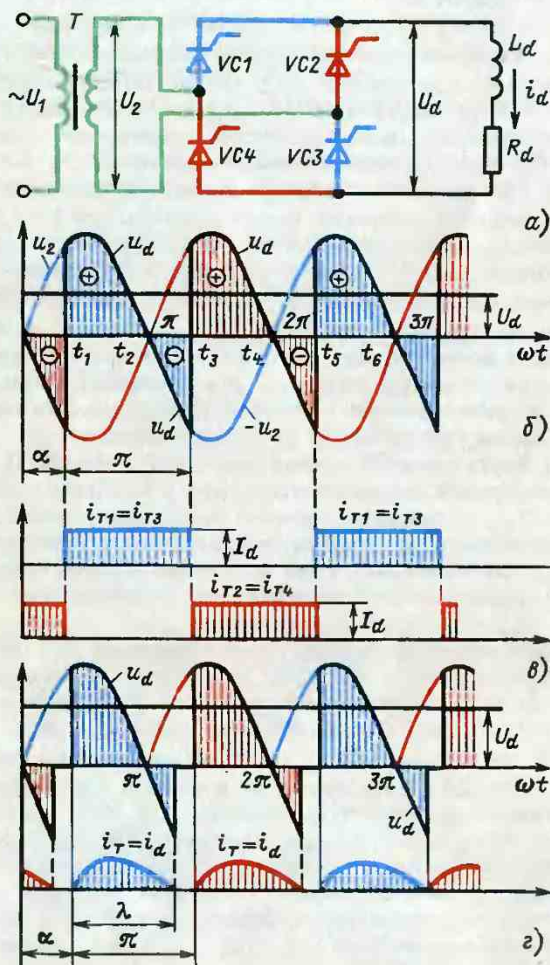


Рис. 28. Работа управляемого однофазного мостового выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку

Это вызывает снижение среднего значения выпрямленного напряжения  $U_d$ . Очевидно, что с ростом угла  $\alpha$  площадь отрицательных участков увеличивается, а значение  $U_d$  будет уменьшаться. Среднее значение выпрямленного напряжения в этом случае может быть определено для всего диапазона изменения угла  $\alpha$  по следующей формуле:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha. \quad (42)$$

Выражение (42) справедливо для всех управляемых схем при работе выпрямителя со сглаженным (непрерывным) током. Предельным углом регулирования, при котором в выпрямленном напряжении  $u_d$  положительные и отрицательные участки равны между собой и постоянная составляющая отсутствует, т.е.  $U_d = 0$ , является угол  $\alpha = \pi/2$ .

Регулировочные характеристики однофазных выпрямителей для активно-индуктивной нагрузки зависят от соотношения  $\omega L_d/R_d$  и показаны на рис. 25.

Если отношение  $\omega L_d/R_d < 5$ , то энергии, запасенной в индуктивности  $L_d$  на интервале, когда  $u_d > 0$ , оказывается недостаточно для обеспечения протекания тока  $i_d$  в течение половины периода, и вентиль, проводящий этот ток, выключится раньше, чем будет подан отпирающий импульс на следующий по порядку работы вентиль, т.е. раньше момента, определяемого углом  $\alpha$ . Такой режим работы схемы при активно-индуктивной нагрузке называется режимом с прерывистым выпрямленным током (рис. 2В, з).

Среднее значение выпрямленного напряжения в режиме с прерывистым током будет больше, чем в режиме с непрерывным током при одинаковых значениях угла  $\alpha$ , благодаря уменьшению отрицательных участков в кривой  $u_d$ , но меньше, чем при работе управляемого выпрямителя на активную нагрузку, когда отрицательных участков нет. Поэтому в режимах с прерывистым током регулировочные характеристики двухполупериодного выпрямителя будут находиться между кривыми 1 и 2 в заштрихованной области, указанной на рис. 22.

Очевидно, что чем больше угол  $\alpha$ , тем больше должна быть индуктивность  $L_d$ , чтобы обеспечить режим работы схемы с непрерывным током  $i_d$ . При прерывистом токе трансформатор и вентили схемы работают в более тяжелом режиме, так как при одном и том же среднем значении выпрямленного тока, определяемом нагрузкой, действующее значение токов в элементах схемы увеличивается. Поэтому в мощных выпрямителях, работающих с широким диапазоном изменения угла  $\alpha$ , индуктивность  $L_d$  обычно выбирается из условия обеспечения непрерывности выпрямленного тока при угле регулирования  $\alpha = \alpha_{max}$ .

Работа выпрямителя на нагрузку с противо-ЭДС. Такой вид нагрузки встречается при питании от выпрямителей аккумуляторов, электродвигателей, мощных конденсаторов и др. Особенность работы выпрямителя в этом случае состоит в том, что такого рода потребители имеют собственную ЭДС  $E_a$ , которая направлена навстречу напряжению  $U_d$  выпрямителя.

На рис. 29,а представлена схема однофазного двухполупериодного выпрямителя, который нагружен на якорь двигателя постоянного тока с противо-ЭДС  $E_a$ . Рассмотрим работу схемы без индуктивности  $L_d$  (ключ  $K$  замкнут). Ток через вентили схемы может проходить лишь в те положительные части периодов, когда выпрямленное напряжение  $u_d$  будет больше  $E_a$ . Например, вентиль  $V1$  откроется в момент  $t_1$  и закроется в момент  $t_2$  (рис. 29,б), вентиль  $V2$  вступит в работу в следующий полупериод и будет проводить ток в интервале времени  $t_3-t_4$ . Кривая выпрямленного тока  $i_d$  имеет прерывистый (импульсный) характер, а значение его можно выразить следующей формулой, приняв за начало отсчета максимум выпрямленного напряжения:

$$i_d = \frac{u_d - E_a}{R_d}, \quad (43)$$

где сопротивление  $R_d$  в данном случае равно сумме сопротивлений  $r_{дв}$  и  $R_T$ .

Очевидно, что интервал проводимости вентиля  $\lambda$  будет зависеть от соотношения амплитуды напряжения вторичной обмотки трансформатора  $U_{2m} = \sqrt{2} U_2$  и значения  $E_a$ .

С ростом  $E_a$  пульсации тока  $i_B$  вырастают, так как уменьшается длительность  $\lambda$  работы вентиля в течение каждого полупериода (рис. 29,з). Это приводит к тому, что при равных средних значениях токов  $I_{B,ср}$ , протекающих через вентиль, отношения  $I_{B,макс}/I_d$  и  $I_2/I_{B,ср}$  возрастают, что свидетельствует об ухудшении использования вентиля по току и увеличении тепловых потерь в обмотках трансформатора с ростом  $E_a$ .

Чтобы выпрямленный ток был непрерывным, необходимо включать в цепь нагрузки индуктивность  $L_d$  (ключ  $K$  на рис. 29,а разомкнут), которая соответствует неравенству  $\omega L_d \geq 5R_d$ , и среднее значение выпрямленного напряжения  $U_d$  должно быть больше противо-ЭДС  $E_a$ .

При выполнении первого условия мгновенное и среднее значения выпрямленного тока совпадают ( $i_d = I_d$ ), а переменная составляющая выпрямленного напряжения выделяется в виде падения напряжения на дросселе  $L_d$ . Если не выполнить второго условия, то ток  $i_d$  станет прерывистым даже при большой индуктивности дросселя  $L_d$ , так как тиристоры будут проводить ток только при условии  $u_2 > E_a$ .



Таким образом, при включении в цепь нагрузки индуктивности  $L_d$  пульсация выпрямленного тока уменьшается и при  $\omega L_d \geq 5R_d$  становится равной нулю (вся пульсация напряжения  $u_d$  оказывается приложенной к индуктивности  $L_d$ ). В этом случае среднее значение выпрямленного тока определяется соотношением

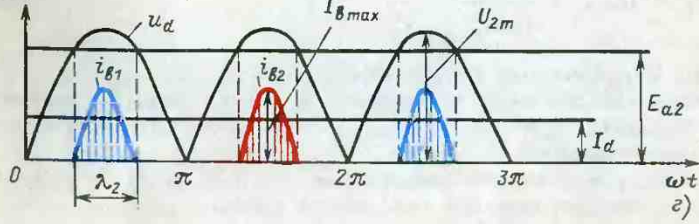
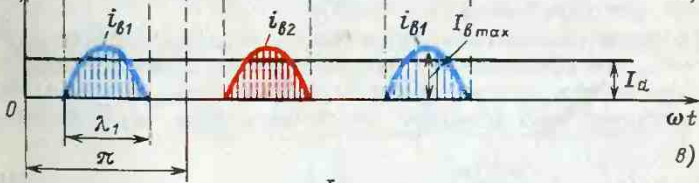
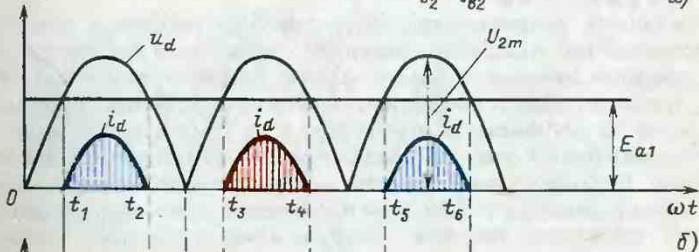
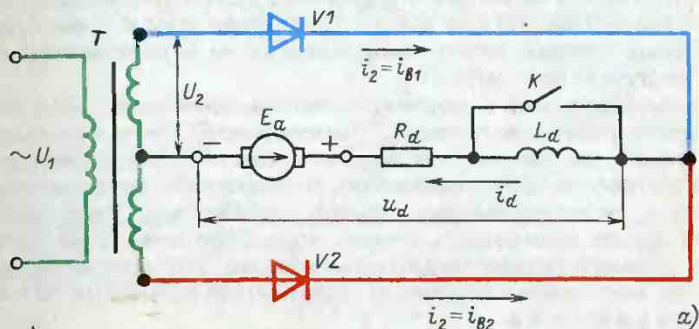


Рис. 29. Работа неуправляемого однофазного выпрямителя на проти-во-ЭДС:

а — схема включения; б-в — кривые напряжений и токов на элементах

$$I_d = \frac{U_d - E_a}{R_d}. \quad (44)$$

При известных средних значениях выпрямленного тока  $I_d$  и напряжения  $U_d$  параметры вентиляей  $I_{в,ср}$ ,  $I_{в,д}$  и  $U_{обр\max}$ , трансформатора  $I_2$ ,  $U_2$ ,  $I_1$  и  $S_T$  для различных схем выпрямителей, работающих на нагрузку с противо-ЭДС при непрерывном токе, определяются такими же соотношениями, как и в ранее разобранных случаях работы выпрямителей на активно-индуктивную нагрузку (см. табл. 1).

**Коммутация тока в силовых схемах выпрямления.** При рассмотрении работы маломощных выпрямителей обычно учитывают только активные сопротивления обмоток трансформатора, а индуктивными сопротивлениями, создаваемыми потоками рассеяния в магнитной системе, обычно пренебрегают. Такое допущение давало возможность считать, что выпрямленный ток переходит с одного вентиля на другой мгновенно. Этот процесс переключения вентиляей многофазного выпрямителя называется коммутацией тока.

В мощных выпрямителях индуктивности рассеяния обмоток трансформатора оказывают значительное влияние на работу схемы, изменяя значение и форму кривой выпрямленного напряжения, токов вентиляей и обмоток трансформатора. Процесс нарастания тока во вступающем в работу и спад тока в выходящем из работы вентиляях в этом случае происходит за конечный интервал времени. В то же время влиянием активных сопротивлений обмоток трансформатора и падением напряжения в вентиляях нередко можно пренебречь, так как обмотки и их соединения выполняются проводом большого сечения.

В расчетах обычно пользуются суммарной для каждой фазы индуктивностью рассеяния  $L_a$ , приведенной ко вторичной обмотке трансформатора, значение которой определяется по индуктивному сопротивлению обмоток, рассчитываемому по формуле

$$X_T = \omega L_a = \frac{u_K U_{1ном}}{100 I_{1ном} n^2}, \quad (45)$$

где  $u_K$  — напряжение КЗ трансформатора, %;  $U_{1ном}$ ,  $I_{1ном}$  — номинальные значения напряжения, В, и тока фазы, А, первичной обмотки;  $n \approx U_{1ном}/U_{2ном}$  — коэффициент трансформации трансформатора.

Рассмотрим процесс коммутации и его влияние на работу выпрямителя на примере трехфазной схемы с нулевым выводом. Нагрузка принимается активно-индуктивная (рис. 30,а). Приведенные индуктивности  $L_{a1}$ ,  $L_{b2}$  и  $L_{c3}$  обмоток трансформатора включены в анодные цепи тиристоров  $VC1 - VC3$ , а в цепи нагрузки имеется значительная индуктивность  $L_d$  и

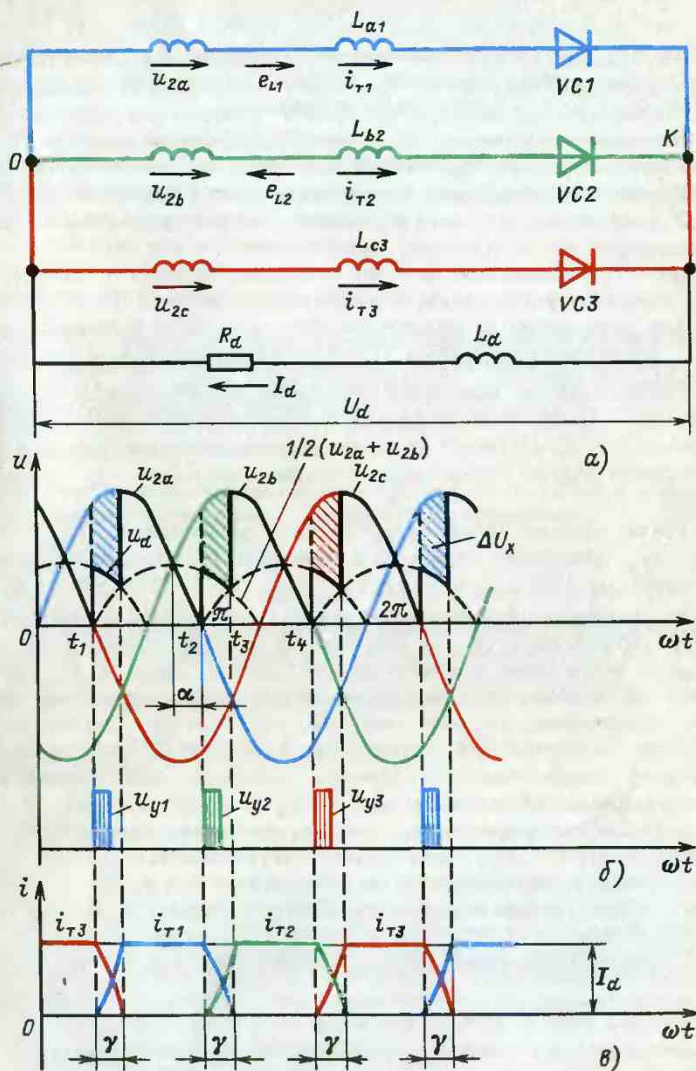


Рис. 30. Работа трехфазного управляемого выпрямителя с учетом коммутации тока в вентиллях:  
 а — схема включения элементов; б и в — временные диаграммы напряжений и токов



выпрямленный ток  $i_d$  можно считать идеально сглаженным.

Наличие в фазах вторичной обмотки трансформатора индуктивности  $L_a$  приводит к тому, что переход тока  $i_d$  от одного вентиля к другому происходит не мгновенно, а в течение некоторого промежутка времени, который называется углом коммутации и обозначается буквой  $\gamma$ .

Пусть в интервале  $t_1 - t_2$  (рис. 30,б) работает вентиль  $VC1$ . В момент  $t_2$ , т.е. с задержкой на угол  $\alpha$ , открывается вентиль  $VC2$  и начинается процесс коммутации тока с тиристора  $VC1$  на  $VC2$  (рис. 30,в), в течение которого оба вентиля будут открыты и проводят ток в нагрузку одновременно, а две вторичные обмотки трансформатора ( $a$  и  $b$ ) оказываются замкнутыми через них накоротко. При этом к напряжению фазы  $a$  будет добавляться наводимая в индуктивности  $L_{a1}$  ЭДС самоиндукции  $e_{L1}$ , задерживая спад тока  $i_{T1}$ , а из напряжения фазы  $b$  будет вычитаться ЭДС  $e_{L2}$ , препятствуя росту тока  $i_{T2}$ . Поскольку при  $L_d = \infty$  значение тока  $i_d$  все время постоянно, то выпрямленный ток  $i_d$  в момент коммутации остается неизменным и будет равен сумме токов двух соседних вентилях:  $i_d = I_d = i_{T1} + i_{T2}$ .

Такой процесс будет продолжаться до момента  $t_3$ , когда ток  $i_{T1}$  уменьшится до нуля и тиристор  $VC1$  закроется, а ток в тиристоре  $VC2$  возрастет до  $i_{T2} = I_d$ .

Результирующие напряжения фаз  $a$  и  $b$  за период коммутации будут одинаковы, так как обе обмотки имеют общие потенциалы в нулевой точке и у катодов вентилях  $K$  (рис. 30,а), а значение их определяется полусуммой мгновенных значений фазных напряжений, так как оно действует в короткозамкнутом контуре, состоящем из тиристор  $VC1$  и  $VC2$ , двух последовательно соединенных вторичных обмоток трансформатора с суммарным напряжением  $u_k = 2u_2$  и сопротивлений  $x_{a1} + x_{b2}$ . Если считать, что  $x_{a1} = x_{b2}$ , то к каждому из этих сопротивлений прикладывается напряжение  $(1/2)u_k = u_2$ . Это напряжение прикладывается и к нагрузке  $R_d L_d$ , так как эта цепочка подключена параллельно контуру коммутации. Следовательно, напряжение  $u_d$  в период коммутации вентилях  $VC1$  и  $VC2$  равно полусумме фазных напряжений  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$ , т.е.

$$u_d = 0,5(u_{2a} + u_{2b}), \quad (46)$$

и изменяется по кривой, показанной на рис. 30,б пунктирной черной линией. Когда коммутация закончится, напряжение  $u_d$  скачком изменится до фазного напряжения той обмотки трансформатора, к которой присоединен работающий вентиль, и далее будет оставаться равным ему до начала очередной коммутации на следующий вентиль. В результате кривая выпрямленного

напряжения, показанная жирной черной линией, будет отличаться от ранее полученной кривой  $U_d$  для идеализированного выпрямителя с мгновенной коммутацией (см. рис. 24, д) наличием в интервалах коммутации участков с меньшим напряжением.

Очевидно, это приведет к некоторому снижению среднего значения выпрямленного напряжения на величину, которая называется индуктивным падением напряжения (на рис. 30, б оно соответствует заштрихованным вольт-секундным площадкам) и определяется следующим образом:

$$\Delta U_x = I_d \frac{X_T m}{2\pi}. \quad (47)$$

Из (47) следует, что индуктивное падение напряжения прямо пропорционально току нагрузки  $I_d$ , индуктивному сопротивлению  $X_T$  обмоток трансформатора, числу фаз  $m$  схемы выпрямления (числу коммутационных процессов за период) и не зависит от угла регулирования  $\alpha$ .

Среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке управляемого выпрямителя при токе  $I_d$  определяется выражением

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - I_d \frac{X_T m}{2\pi}. \quad (48)$$

Выражение для  $U_d$  неуправляемых выпрямителей с учетом коммутации могут быть получены из формулы (48), если положить в ней  $\alpha = 0$ .

Угол коммутации  $\gamma_0$  неуправляемого выпрямителя при  $L_d = \infty$  и угле  $\alpha = 0$  может быть определен из выражения

$$\gamma_0 = \arccos \left( 1 - \frac{X_T I_d}{\sqrt{2} U_{2\phi} \sin \pi / m_T} \right). \quad (49)$$

где  $m_T$  — число фаз вторичной обмотки трансформатора.

В управляемых выпрямителях с ростом угла  $\alpha$  угол коммутации  $\gamma$  уменьшается, так как с увеличением угла  $\alpha$  растет напряжение  $u_k$ , что ускоряет процесс коммутации тока с одного тиристора на другой.

Следует отметить, что длительность протекания тока  $\lambda$  в вентилях по сравнению с  $\lambda$  в идеализированной схеме ( $L_a = 0$ ) увеличивается на угол  $\gamma$  и становится равной  $\lambda = 2(\pi/m) + \gamma$ . Появление коммутационных участков в выпрямленном напряжении  $u_d$  приводит к изменению его гармонического состава (на 5–8% при углах  $\alpha \geq \pi/6$ ), а также влияет на гармонический состав и форму кривой первичного тока  $i_1$ , потребляемого выпрямителем. Основная гармоника тока  $i_1$  имеет фазовый сдвиг, отстающий относительно напряжения  $u_1$  на угол  $\varphi = \alpha + \gamma/2$ , что несколько ухудшает коэффициент мощности установки.

Таким образом, коммутация тока вентилях уменьшает выпрямленное напряжение, увеличивает его пульсацию и время работы вентиля (фазы). Увеличение длительности работы фазы несколько уменьшает действующее значение тока фазы и венти-

ля, поэтому при расчете токов в элементах выпрямителя (например,  $I_B, I_2, I_1$ ) перекрытие фаз можно не учитывать и пользоваться соотношениями табл. 1.

**Инвертирование тока.** Инвертированием называется процесс преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока, т.е. процесс, обратный выпрямлению. При выпрямлении тока электрическая энергия передается из сети переменного тока к потребителю постоянного тока, а при инвертировании поток энергии направлен от источника постоянного тока в сеть переменного тока.

Инвертирование тока применяется для преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока в линиях электропередачи постоянного тока, рекуперативного торможения двигателей постоянного тока, питаемых от управляемых выпрямителей, преобразования промышленной частоты и в других случаях.

Выходным звеном инвертора, работающего на сеть переменного тока, является трансформатор, параметры которого (число витков и количество обмоток) определяют значение и число фаз получаемого переменного напряжения (тока). Для получения переменного тока в обмотках трансформатора, подключенного к источнику постоянного тока, необходимо обеспечить периодический переход тока из одной обмотки в другую. Это достигается путем прерывания постоянного тока и распределения его по фазам трансформатора с помощью управляемых вентилях.

Изменение направления потока энергии требует изменения знака мощности  $P_d = U_d I_d$ , развиваемой выпрямителем, что может быть достигнуто путем изменения направления тока  $I_d$  или напряжения  $U_d$ . Но выпрямленный ток не может изменить своего направления относительно зажимов выпрямителя вследствие односторонней проводимости тиристоров, поэтому изменение знака мощности можно осуществить только за счет изменения знака среднего значения выпрямленного напряжения, что достигается в управляемом выпрямителе увеличением угла управления  $\alpha > 90^\circ$ .

Переход от выпрямительного режима к инверторному рассмотрим на примере управляемого выпрямителя, собранного по двухполупериодной схеме на тиристорах  $VC1, VC2$  (рис. 31,а), система управления которыми позволяет изменять угол от 0 до  $180^\circ$ . В качестве нагрузки к выпрямителю подключены: аккумуляторная батарея, являющаяся источником инвертируемой энергии и имеющая ЭДС  $E_a$ ; резистор  $R_d$  и дроссель  $L_d$ , осуществляющий сглаживание входного тока инвертора. Такой управляемый выпрямитель, способный осуществлять инвертирование тока, называют **и н в е р т о р о м**. Допустим, что элементы схемы идеальные, а внутреннее сопротивление батареи равно нулю.



Пусть  $\alpha_1 = 60^\circ$ , вывод "плюс" батареи соединен с точкой связи катодов тиристоров  $VC1, VC2$  и среднее значение выпрямленного напряжения  $U_{dВ} = U_{d0} \cos \alpha_1 > E_B$ . Схема работает выпрямителем на батарею, ЭДС  $E_B$  которой играет роль противодействующего напряжения, так как направлена против проводимости тиристоров, т.е. имеет отрицательный знак ( $-E_B$ ) и для удобства графического сравнения с выпрямленным напряжением  $U_{dВ}$  на рис. 31,б отложена над осью абсцисс. В этом случае имеет место процесс выпрямления, т.е. передачи мощности от сети переменного тока в аккумуляторную батарею, так как ког-

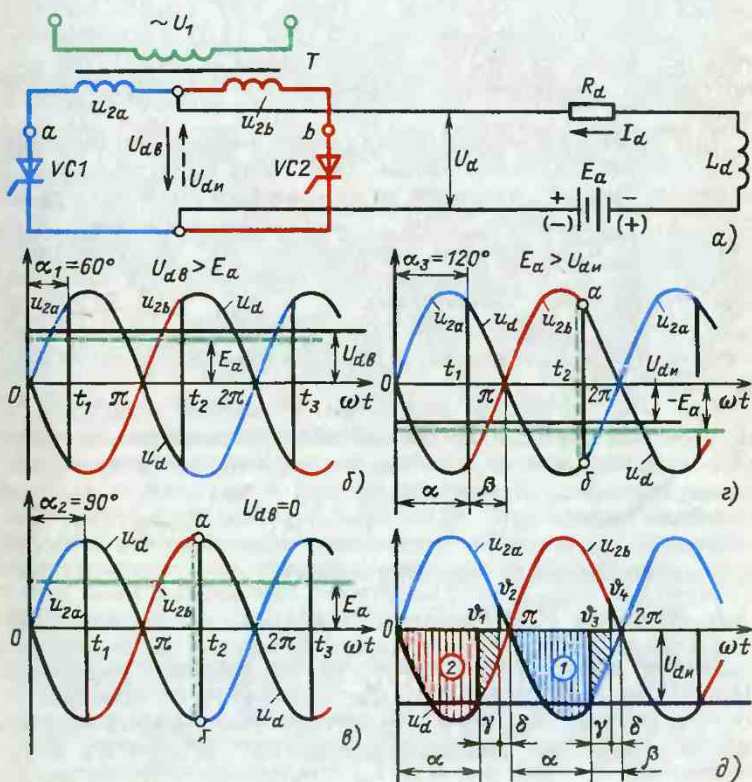


Рис. 31. Работа однофазного управляемого преобразователя в выпрямительном и инверторном режимах: а — схема включения элементов; б—г — временные диаграммы, иллюстрирующие переход от выпрямления тока к инвертированию

да  $u_2 > 0$  и угол  $\alpha_1 = 60^\circ$ , напряжение  $U_{dв}$  превышает противо-ЭДС  $E_a$ .

Если индуктивность  $L_d = \infty$ , то ток  $i_d = I_d$  продолжает протекать по цепи и в последующем интервале времени, когда  $u_2 < 0$  за счет ЭДС самоиндукции  $e_L$ , возникающей в индуктивности  $L_d$  (момент  $\pi - t_2$  для  $VC1$  и т.д.).

Аккумуляторная батарея будет подзаряжаться выпрямленным током  $i_d$ , среднее значение которого определяется как

$$I_{dв} = (U_{dв} - E_a) / R_d. \quad (50)$$

Если постепенно увеличивать угол  $\alpha > \alpha_1$ , то будут уменьшаться напряжение  $U_{dв}$  и ток  $I_d$ . При  $\alpha_2 = 90^\circ$  среднее значение выпрямленного напряжения  $U_{dв} = 0$  (рис. 31,а) и преобразователь потребляет из сети только реактивную мощность, так как постоянная составляющая выпрямленного тока будет равна нулю.

Для перехода к инверторному режиму необходимо переключить батарею так, чтобы катоды тиристоров были соединены с выводом "минус", а нулевая точка трансформатора через дроссель  $L_d$  — с выводом "плюс", и одновременно увеличить угол управления  $\alpha$  до значений, превышающих  $90^\circ$ . При этом тиристоры  $VC1$  и  $VC2$  открываются и проводят ток в основном при отрицательных напряжениях  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$  (рис. 31,з) под воздействием положительной ЭДС  $E_a$ , подаваемой от батареи через нагрузку  $R_d$  и вторичные обмотки трансформатора на аноды тиристоров.

При угле  $\alpha_3 > 90^\circ$  используются участки синусоид  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$ , соответствующие преимущественно отрицательным полуволнам напряжения  $u_2$ , поэтому среднее напряжение преобразователя становится отрицательным,  $U_{dи} = U_{d0} \cos \alpha_3 < 0$ . Если оно будет меньше ЭДС  $E_a$ , то через нагрузку  $R_d, L_d$  будет протекать ток  $i_d$  прежнего направления, среднее значение которого будет определяться теперь выражением

$$I_{dи} = (E_a - U_{dи}) / R_d. \quad (51)$$

Батарея работает генератором на сеть переменного тока, а напряжение преобразователя  $U_d$  играет роль встречной ЭДС по отношению к  $E_a$ . При таком режиме работы тиристоры осуществляют поочередное подключение вторичных обмоток трансформатора  $T$  через дроссель  $L_d$  к источнику постоянного тока, благодаря чему достигаются преобразование постоянного тока  $i_d$  в переменный  $i_1$  и передача энергии от аккумуляторной батареи в сеть.

Среднее значение отрицательного напряжения  $U_{dи}$  будет тем больше, чем больше угол  $\alpha$  приближается к  $180^\circ$ . При анализе

инверторного режима обычно угол управления принято отсчитывать влево от моментов естественного закрывания тиристорov ( $\pi$ ,  $2\pi$  и т.д.). Угол управления, отсчитываемый по такому принципу, называют углом опережения отпирания и обозначают буквой  $\beta$  (рис. 31,з). С углом задержки отпирания  $\alpha$  он связан соотношением  $\beta = \pi - \alpha$  или  $\alpha + \beta = \pi$ . Среднее значение напряжения инвертора при угле опережения  $\beta$  определяется следующим выражением:

$$U_{dи} = U_{d0} \cos(\pi - \beta) = -U_{d0} \cos \beta, \quad (52)$$

где  $U_{d0}$  — напряжение инвертора при  $\beta = 0$ , равное напряжению выпрямителя при  $\alpha = 0$ .

Необходимо отметить, если в выпрямительном режиме возможна работа с углами  $\alpha_{min} = 0^\circ$ , то в инверторном режиме угол  $\beta_{min}$  всегда должен быть больше  $0^\circ$ . Это связано с тем, что тиристорy после отключения необходимо определенное время для восстановления запирающих свойств. В течение этого отрезка времени, измеряемого углом  $\delta$ , который составляет примерно  $4-8^\circ$ , или  $1/100-1/50$  длительности периода при частоте 50 Гц, анодное напряжение тиристора должно быть отрицательным (обратным).

Обратное напряжение на закрытом тиристоре, как было показано при рассмотрении схем выпрямления в § 3, равно разности напряжений двух соседних фаз. По кривым напряжений  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$  на рис. 31,в-д можно установить, что с увеличением угла  $\alpha > 90^\circ$  напряжение на выключаемом из работы тиристоре уменьшается. Так, для тиристора  $VC1$  напряжение  $U_{ак}$ , равное разности ординат напряжений  $u_{2a} - u_{2b}$ , после закрытия вентиля в момент  $\omega t_2$  при работе преобразователя с углом  $\alpha_2 = 90^\circ$  равно отрицательной ординате  $-u_{6a}$ , с углом  $\alpha_3 = 120^\circ$  равно ординате  $-u_{гв}$  (эти ординаты показаны на рис. 31,в и з пунктирной зеленой линией).

При угле управления  $\alpha = 180^\circ$  или  $\beta = 0$  это напряжение становится равным нулю и далее положительным, что является недопустимым. Если очередной тиристор открывать при  $\alpha = 180^\circ$ , а закрывающийся тиристор за угол  $\beta_{min}$  не восстановит свои управляющие свойства, то в момент  $\omega t = \pi$  он останется в открытом состоянии и будет пропускать ток под воздействием суммы напряжений  $u_{2a}$  и  $E_B$ . Это явление приводит к КЗ цепей переменного и постоянного напряжений (аварийный режим) или, как говорят, к опрокидыванию (прорыву) инвертора, так как одновременно будут работать оба тиристора ( $VC1$  и  $VC2$ ).

Если в анодных цепях тиристорov имеются индуктивности, то необходимо учитывать процесс коммутации тока (рис. 31,д). В этом случае угол опережения  $\beta$  должен превосходить угол



коммутации  $\gamma$  на угол  $\delta$  не меньше, чем это необходимо для полного восстановления закрытого состояния тиристора. Следовательно, для надежной работы тиристорного преобразователя в инверторном режиме требуется соблюдать условие  $\beta_{min} \geq \gamma + \delta$ .

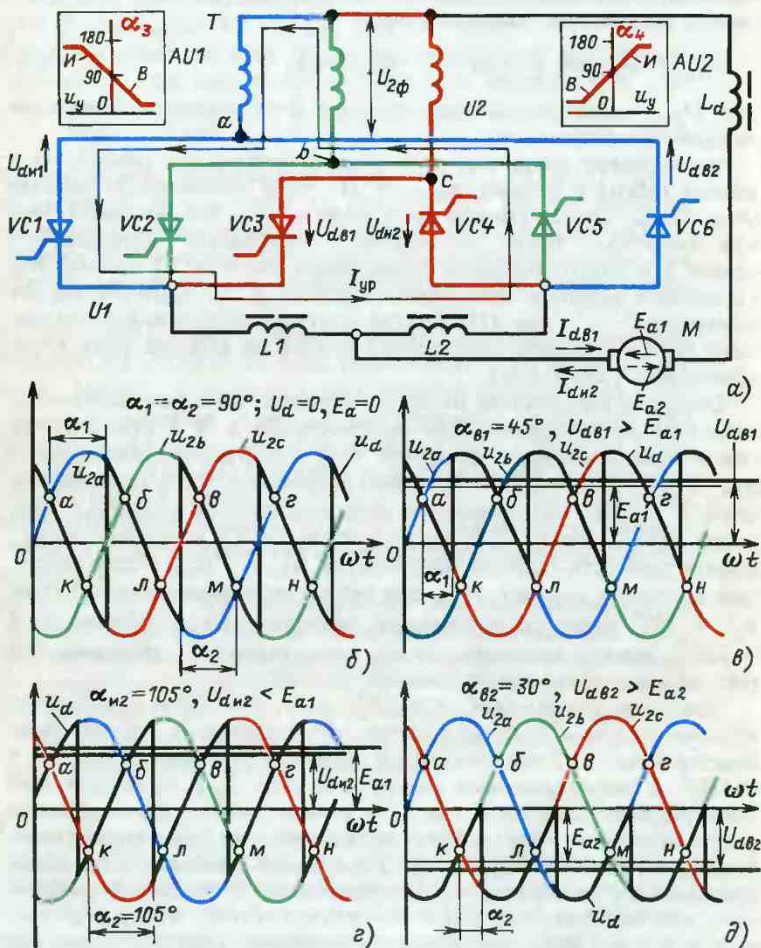


Рис. 32. Трехфазный реверсивный преобразователь, работающий на двигатель постоянного тока:

а — схеме включения элементов;

б—д — кривые напряжений при выпрямлении и инвертировании тока

Таким образом, для перевода схемы из режима выпрямления в режим инвертирования необходимо: 1) подключить источник постоянного тока с полярностью, обратной режиму выпрямления; 2) обеспечить протекание тока через тиристоры преимущественно при отрицательной полярности вторичных напряжений  $u_2$ , проводя их открывание с углом опережения  $-\beta$ .

Переход от режима выпрямления к режиму инвертирования можно обеспечить также изменением направления тока при сохранении неизменными полярности напряжения  $U_d$  и ЭДС  $E_a$ . Для этого вентильный преобразователь должен иметь вторую группу тиристоров  $VC4-VC5-VC6$  (рис. 32,а), включенных таким образом, чтобы направление тока в них было противоположно направлению тока в тиристорах  $VC1-VC2-VC3$  первой группы.

Вентили каждой группы включены по трехфазной нулевой схеме, а между собой группы соединены встречно-параллельно (встречно по отношению друг к другу, параллельно к нагрузке). Нагрузка в виде якоря двигателя постоянного тока  $M$  подключается через дроссель  $L_d$ , обеспечивающий режим непрерывного тока, между общей точкой уравнительных дросселей  $L1$  и  $L2$  и нулевой точкой  $O$  трансформатора  $T$ . Управляющие импульсы подаются на тиристоры обеих групп от блоков управления  $AU1$  и  $AU2$  одновременно, т.е. применяются совместное управление группами вентильных преобразователей.

Тиристоры  $VC1-VC2-VC3$ , составляющие катодную группу  $U1$ , работают выпрямителем в области положительных напряжений на анодах (или вторичных обмоток трансформатора), а тиристоры  $VC4-VC5-VC6$ , образующие анодную группу  $U2$  — при отрицательных напряжениях на катодах.

Для получения определенной полярности и значения напряжения на нагрузке одна из групп вентилей переводится в выпрямительный режим (работает при  $\alpha_B < 90^\circ$ ), одновременно с этим вторая группа должна быть подготовлена для работы в инверторном режиме (устанавливается угол  $\alpha_{и} > 90^\circ$ ). В любом режиме работы двигателя, за исключением состояния покоя, углы управления  $\alpha_B$  и  $\alpha_{и}$  обеих групп необходимо изменять таким образом, чтобы среднее напряжение инвертора  $U_{дн}$  было больше, чем среднее напряжение выпрямителя  $U_{дв}$ , на значение двойного падения напряжения в вентилях, т.е.

$$U_{дн} \geq U_{дв} - 2\Delta U_{пр}. \quad (53)$$

Если это равенство будет нарушено, то в замкнутом контуре, образованном двумя группами тиристоров  $U1$  и  $U2$  и вторичными обмотками трансформатора  $T$ , минуя цепь нагрузки, будет протекать ток, называемый обычно уравнительным током, среднее значение которого определяется уравнением

$$I_{ур} = \frac{U_{дв} - 2\Delta U_{пр} - U_{дн}}{R_3},$$

где  $R_3$  — сумма сопротивлений обмоток трансформатора, уравнительных дросселей, соединительных шин и вентилях.

Так как  $R_3$  мало, то даже незначительное превышение  $U_{dв}$  над  $U_{dн} + 2\Delta U_{пр}$  приведет к большому статическому уравнительному току, который бесполезно загружает трансформатор и вентили, создает дополнительные потери в них и может вызвать аварийное отключение установки аппаратурой токовой защиты.

В переходных режимах (при пуске, торможении или реверсе двигателя) и при соблюдении условия (53) в отдельные моменты времени мгновенное значения напряжения выпрямителя может быть больше, чем напряжение инвертора. Вследствие этого возникает динамический (прерывистый) уравнительный ток, для ограничения которого применяются уравнительные дроссели  $L1$  и  $L2$ , включаемые последовательно с каждой из групп тиристоров (рис. 32,а). Рассмотрим работу тиристорных групп  $U1$  и  $U2$  при различных значениях углов  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ .

Выпрямленное напряжение преобразователя будет равно нулю и двигатель не вращается, если отпирающие импульсы подаются на группы тиристоров со сдвигом на  $90^\circ$  по отношению к моменту естественного открывания (точки  $a, б, в$  для  $VC1-VC2-VC3$  и  $к, л, м$  для  $VC4-VC5-VC6$  на рис. 32,б).

Пусть, например, группа тиристоров  $U1$  работает в выпрямительном режиме с углом  $\alpha_1 = 45^\circ$ . Этому соответствует кривая напряжения  $u_d$ , изображенная на рис. 32,в черным цветом. Будем считать, что при этом преобразователь имеет напряжение  $U_{dв1}$ , а двигатель — правое вращение и противо-ЭДС  $E_{a1}$ . В режиме непрерывного тока (при большой индуктивности дросселя  $L_d$ ) в цепи: обмотки трансформатора  $T$  — тиристоры  $VC1(VC2, VC3)$  — дроссель  $L1$  — якорь двигателя  $M$  — дроссель  $L_d$  — нулевая точка  $O$  трансформатора  $T$  будет протекать ток  $i_{dв1}$ , среднее значение которого определяется выражением

$$i_{dв1} = \frac{U_{dв1} - E_{a1}}{R_3}.$$

Предположим, что двигатель необходимо затормозить и сообщить ему левое вращение. Для этого следует угол управления  $\alpha_1$  первой группы увеличить до  $90^\circ$ , а  $\alpha_2$  второй группы установить больше  $90^\circ$ , например равным  $105^\circ$ . Тиристоры  $VC1-VC2-VC3$  закроются при  $\alpha_1 = 90^\circ$ ,  $U_{dв1} = 0$  и поступление энергии к двигателю от сети через вентильный преобразователь прекратится, а тиристоры  $VC4-VC5-VC6$  будут открыты и проведут ток преимущественно при положительных значениях переменных напряжений  $u_2$  на катодах. Напряжение на зажимах преобразователя будет иметь прежний знак, но значение его  $U_{dн2}$  будет несколько меньше ЭДС  $E_{a1}$  якоря двигателя  $M$  (рис. 32,з).

В цепи  $M, VC4(VC5, VC6), T$  будет протекать ток под действием положительной по отношению к анодам тиристоров  $VC4-VC5-VC6$  ЭДС  $E_{a1}$  якоря двигателя. Значение этого тока, имеющего отрицательный знак, определяется выражением

$$i_{dн2} = \frac{-E_{a1} + U_{dн2}}{R_3} = \frac{E_{a1} - U_{dн2}}{R_3}.$$

Преобразователь будет работать инвертором, преобразуя постоянное напряжение, вырабатываемое вращающимся под действием инерционных



масс двигателем, в переменное напряжение в обмотках трансформатора. Двигатель будет тормозиться и начнет возвращать накопленную энергию через преобразователь в сеть переменного тока, так как ток  $I_d$  изменил знак. Для поддержания значения тока  $I_{dн2}$  в процессе торможения на достаточном уровне необходимо уменьшать угол  $\alpha_2$  управления тиристорами по мере снижения частоты вращения двигателя  $M$ , чтобы обеспечить неравенство  $E_{\theta 1} > U_{dн2}$ , так как ЭДС якоря изменяется пропорционально уменьшению частоты вращения двигателя.

При угле  $\alpha_2 = 90^\circ$  двигатель остановится, а если еще уменьшить угол управления  $\alpha_2$ , например до  $30^\circ$ , то группа  $U2$  тириستоров перейдет работать в выпрямительный режим (рис. 32, д) и будет проводить ток при отрицательных значениях напряжения  $u_2$  на катодах. Напряжение  $U_{dв2}$  преобразователя изменит знак на обратный (по сравнению со знаком  $U_{dв1}$  при  $\alpha_1 = 45^\circ$ ), двигатель будет вращаться в обратную сторону (левое вращение) и ЭДС якоря  $E_\theta$  также изменит свой знак с минуса на плюс, при этом будет соблюдаться неравенство  $|U_{dв2}| > |E_{\theta 2}|$ .

Вентильный преобразователь с двумя комплектами тиристоров, обеспечивающий протекание в цепи якоря двигателя тока в двух направлениях, называется реверсивным тиристорным преобразователем. Он создает благоприятные условия для автоматического управления электроприводом постоянного тока при различных режимах его работы.

## 6. ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Высшие гармоники в кривой выпрямленного напряжения и первичного тока. Кривая выпрямленного напряжения любой схемы выпрямления состоит из двух составляющих; постоянной  $U_d$ , равной его среднему значению, и переменной  $U_{d\sim}$ , определяемой суммой высших гармонических. Действующее значение напряжения высших гармоник зависит от числа фаз выпрямителя, схемы соединения вентилей и угла управления. Таблица 2 дает представление о содержании напряжения высших гармоник по отношению к среднему значению выпрямленного напряжения для различных схем.

Числовые отношения  $U_{d\sim}/U_{d0}$  при полном открытии вентилей выпрямителя ( $\alpha = 0$ ) указывают на уменьшение действующего значения напряжения  $U_{d\sim}$  с увеличением частоты гармонической. Увеличение угла управления выпрямителя также приводит к росту отношения  $U_{d\sim}/U_{d0}$ . Из табл. 2 видно, что преобладающее влияние для всех схем выпрямления имеет гармоническая первой кратности по отношению к частоте сети.

Частота составляющих гармоник напряжения  $u_d$  связана с частотой питающей сети  $f_c$  соотношением

$$f_n = nf_1 = nmf_c, \quad (54)$$

где  $n$  — порядковый номер гармоники;  $m$  — число фаз выпрям-

Т а б л и ц а 2. Гармонический состав выпрямленного напряжения при различном числе фаз и угле управления выпрямителя

Схемы выпрямления	Частота высших гармоник $f_n = n m f_c$ , Гц	Относительное содержание высших гармонических при различных углах управления $\alpha$ выпрямителя			
		$0^\circ$	$30^\circ$	$60^\circ$	$90^\circ$
Однофазная двухполупериодная и мостовая, $m = 2$	2·50=100	0,472	0,625	0,851	0,968
	4·50=200	0,094	0,203	0,334	0,392
	6·50=300	0,041	0,142	0,234	0,266
Трехфазная нулевая, $m = 3$	3·50=150	0,176	0,31	0,47	0,53
	6·50=300	0,041	0,14	0,21	0,25
	9·50=450	0,017	0,08	0,14	0,16
Трехфазная мостовая и шестифазная нулевая, $m = 6$	6·50=300	0,041	0,14	0,21	0,25
	12·50=600	0,011	0,06	0,11	0,12
	18·50=900	0,004	0,04	0,07	0,08

П р и м е ч а н и я: 1. Здесь приведены действующие значения гармонических  $U_{d\sim}$  для  $k = 1, 2, 3$  по отношению к среднему значению выпрямленного напряжения  $U_{d0}$  управляемого выпрямителя. 2. Для неуправляемых выпрямителей относительные значения гармонических  $U_{d\sim}$  получаются при  $\alpha = 0^\circ$ .

ления преобразователя, равное числу пульсаций в выпрямленном напряжении за один период напряжения питающей сети ( $m = 2$  для однофазных двухполупериодных схем,  $m = 3$  для трехфазной схемы с нулевым выводом и  $m = 6$  для трехфазной мостовой и шестифазной нулевой схем);  $f_1 = m f_c$  — частота первой гармоники пульсации. Например, при частоте питающей сети  $f_c = 50$  Гц частота первой гармоники пульсации ( $n = 1$ ) для указанных выше схем будет 100, 150 и 300 Гц.

Кривая тока первичной обмотки трансформатора  $i_1$ , т.е. потребляемого из питающей сети тока, зависит также от схемы выпрямителя и характера нагрузки. Входной ток синусоидальной формы возможен только в однофазных двухполупериодных схемах при чисто активной нагрузке. Во всех других схемах выпрямления ток  $i_1$  отличается от синусоиды.

Порядок  $n_j$  высших гармоник первичного тока отличается от порядка гармонических в кривой выпрямленного напряжения на  $\mp 1$ , т.е.

$$n_j = km \pm 1, \quad (55)$$

где  $k$  — коэффициент кратности порядкового номера рассматриваемой гармонической к числу фаз выпрямления  $m$ , представляет собой целый ряд чисел  $k = 1, 2, 3 \dots$ . Например, в трехфазной схеме с нулевым выводом ( $m = 3$ ) в кривой первичного тока имеются высшие гармоники порядков 2, 4, 5, 7-го и т.д., в трехфазной мостовой схеме ( $m = 6$ ) — гармо-

ники порядков 5, 7, 11, 13-го и выше. Амплитуда гармонических тока  $i_1$  определяется соотношением

$$I_{1(n)} / I_1 = 1/n. \quad (56)$$

Из (56) следует, что гармоники более высоких порядков в кривой тока  $i_d$ , как и в кривой напряжения  $u_d$ , имеют меньшую амплитуду и легче отфильтровываются вследствие более высокой частоты. Поэтому определяющей величиной практически является гармоническая первой кратности (при  $k=1$ ), называемая часто основной гармоникой.

В кривой первичного тока управляемого выпрямителя гармонические составляющие зависят от угла управления  $\alpha$  и характера нагрузки. Если нагрузка активная или активно-индуктивная, но не обеспечивается режим работы с непрерывным током  $i_d$ , то с ростом угла  $\alpha$  происходит увеличение амплитуд высших гармоник потребляемого тока.

Высшие гармоники в переменном токе первичной сети, питающей выпрямитель, искажают форму кривой напряжения  $u_c$  (особенно, когда мощность преобразователя соизмерима с мощностью источника переменного тока) и вызывают дополнительный нагрев синхронных генераторов, питающих сеть, промежуточных трансформаторов и линий электропередачи, оказывают вредное влияние на линии связи, проходящие вблизи ВЛ, а также на работу других потребителей.

Для исключения влияния высших гармоник тока  $i_1$  на питающую сеть применяют так называемые с е т е в ы е ф и л ь т р ы, которые представляют собой электрическую цепь из последовательно соединенных конденсатора  $C_{с,ф}$  и индуктивной катушки  $L_{с,ф}$ , настроенной в резонанс на частоту соответствующей гармоники тока и подключенной параллельно шинам питающей сети вблизи выпрямительной установки. На частоте гармонической тока  $i_1(k)$  такая цепь обладает малым сопротивлением и оказывает для гармонической составляющей шунтирующее действие, не пропуская ее в питающую сеть (см. рис. 33,а).

**Сглаживающие фильтры.** Наличие пульсаций выпрямленного напряжения ухудшает работу потребителей, питаемых от выпрямителей. Например, при питании двигателей постоянного тока пульсирующим напряжением ухудшаются условия коммутации тока и увеличиваются потери в двигателе. При питании радиоаппаратуры пульсации напряжения  $u_d$  резко ухудшают работу устройств, создавая на выходе усилителей фон, т.е. дополнительные колебания выходного напряжения низкой частоты. Вследствие этого пульсации напряжения на нагрузке должны быть снижены до значений, при которых не сказывалось бы их отрицательное влияние на работу установок.

Для уменьшения пульсации выпрямленного напряжения на выходе выпрямителя устанавливается специальное устройство, называемое с г л а ж и в а ю щ и м ф и л ь т р о м. Схема включения фильтра  $\Phi_{сг}$  приведена на рис. 33,а.

Сглаживающие фильтры можно разделить на пассивные и активные (электронные). П а с с и в н ы е ф и л ь т р ы выполняются на основе реактивных элементов — дросселей и конденсаторов, которые оказывают соответственно большое и малое со-



противление переменному току и наоборот — постоянному. Активные (электронные) фильтры содержат электронные элементы — транзисторы или электронные лампы. Эффективность сглаживающего фильтра оценивают по его способности уменьшать пульсацию напряжения на нагрузке.

Значение пульсации напряжения на выходе выпрямителя оценивается коэффициентом пульсаций  $q$ , который равен отношению амплитуды основной (первой) гармоники пульсаций  $U_{\sim 1m}$  к постоянной составляющей выпрямленного напряжения  $U_d$ , т.е.  $q = U_{\sim 1m}/U_d$ .

Пульсация напряжения на нагрузке характеризуется коэффициентом  $q_1$ , который равен отношению амплитуды основной

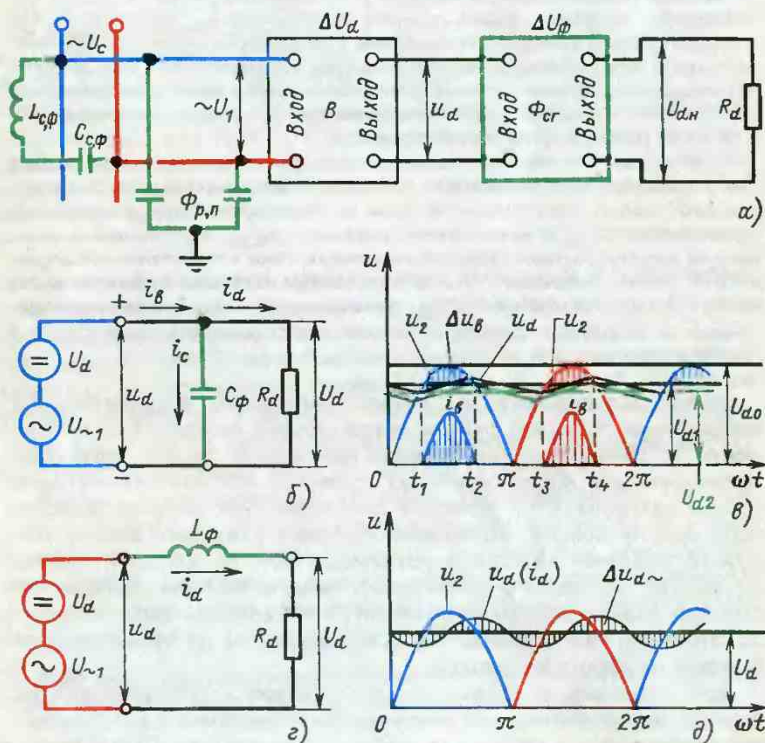


Рис. 33. Схемы включения фильтров:

а — структурная схема выпрямителя с фильтрами; б — емкостный фильтр; в — индуктивный фильтр; г и д — кривые напряжений и токов С- и L-фильтров

гармоники пульсаций  $U_{d\sim}$  на нагрузке к среднему значению напряжения  $U_{dH}$  на нагрузке, т.е.  $q_1 = U_{d\sim}/U_{dH}$ .

Пульсация напряжения на нагрузке задается условиями работы потребителя, а пульсация напряжения на входе выпрямителя известна после выбора схемы выпрямления и определения ее параметров. Отношение значений  $q$  и  $q_1$  определяет степень сглаживания выпрямленного напряжения и называется коэффициентом сглаживания фильтра  $s$ :

$$s = q/q_1 = \frac{U_{\sim 1m}/U_{d\sim}}{U_d/U_{dH}}. \quad (57)$$

Наряду с ослаблением переменной составляющей выпрямленного напряжения сглаживающий фильтр уменьшает и постоянную составляющую ( $U_{dH} = U_d - \Delta U_\phi$ ). Очевидно, чем меньше степень уменьшения постоянной составляющей ( $U_d/U_{dH}$ ) при неизменном ослаблении переменной ( $U_{d\sim}/U_{\sim 1m}$ ), тем качественнее будет фильтр.

Для фильтров выпрямителей малой мощности отношение постоянных составляющих напряжений обычно равно  $U_d/U_{dH} = 1,05 \div 1,1$ , а для выпрямителей большой мощности —  $U_d/U_{dH} = 1,005 \div 1,01$ .

В практических расчетах можно считать  $U_d \approx U_{dH}$  и коэффициент сглаживания, показывающий в этом случае степень ослабления переменной составляющей выпрямленного напряжения фильтром, принимать равным  $s = q/q_1 \approx U_{\sim 1m}/U_{d\sim}$ .

Рассмотрим некоторые наиболее распространенные типы простых пассивных сглаживающих фильтров.

Емкостный фильтр —  $C$ -фильтр (рис. 33,б), представляет собой конденсатор  $C_\phi$ , включаемый параллельно сопротивлению нагрузки  $R_d$ . Шунтируя нагрузку малым емкостным сопротивлением  $X_c = 1/(\omega C) \ll R_d$  для переменной составляющей тока  $i_d = i_c$ , он создает в выпрямителе дополнительное падение напряжения  $\Delta U_B$  на  $r_B$  (рис. 33,в), что приводит к сглаживанию напряжения  $U_d$ . В этом случае можно считать, что через  $R_d$  протекает только постоянная составляющая тока  $I_d$ , а переменная составляющая тока  $i_{d\sim}$  протекает целиком через конденсатор.

Емкостный фильтр более эффективен в маломощных выпрямителях (на малые токи  $I_d$  с большими значениями  $R_d$ ), так как в таком фильтре легче получить неравенство  $\omega C_\phi \gg 1/R_d$  при небольших значениях емкости  $C_\phi$ .

При заданных значениях коэффициента пульсации  $q_1$  угловой частоты  $\omega_c = 2\pi f_1$  источника питания и сопротивления нагрузки  $R_d$ , значение  $C_\Phi$ , мкФ, может быть определено из выражения

$$C_\Phi = \frac{1}{m \omega_c q_1} \frac{10^6}{R_d}. \quad (58)$$

Индуктивный фильтр —  $L$ -фильтр (рис. 33,з), представляет собой дроссель  $L_\Phi$ , включаемый последовательно с нагрузкой и обладающий большим реактивным сопротивлением  $X_L = \omega_1 L_\Phi$  для переменной составляющей выпрямленного тока, которая значительно уменьшается, и падение напряжения  $\Delta U_d \sim$  от этой составляющей на  $R_d$  становится незначительным (рис. 33,д). Для хорошего сглаживания напряжения на нагрузке необходимо, чтобы соблюдалось неравенство

$$X_L = \omega_1 L_d \gg R_d. \quad (59)$$

При заданном коэффициенте сглаживания  $s$  необходимое значение индуктивности фильтра  $L_\Phi$ , Гн, с учетом выполнения условия (59) определяется из выражения

$$L_\Phi = \frac{s R_d}{2\pi f_c m}, \quad (60)$$

где  $f_c$  — частота напряжения питающей сети, Гц;  $m$  — число фаз выпрямления.

Анализ формулы (60) показывает, что одно и то же значение коэффициента  $s$  может быть получено при тем меньших значениях индуктивности  $L_\Phi$ , чем меньше сопротивление нагрузки  $R_d$  и чем больше число фаз выпрямления  $m$  и частота тока  $i_d$ . Таким образом, индуктивный фильтр выгодно применять в выпрямителях средней и большой мощности, у которых сопротивление нагрузки мало, а значение  $m \geq 3$ .

Если требуется иметь очень малое значение коэффициента пульсаций  $q_1$ , то емкость  $C_\Phi$  или индуктивность  $L_\Phi$ , применяемые в качестве простейших фильтров, могут получиться значительными. В таких случаях применяют более сложные Г-образные или П-образные LC-фильтры (рис. 34,а и б).

Входным элементом Г-образного фильтра является дроссель  $L_\Phi$ , а конденсатор  $C_\Phi$  включается параллельно нагрузке. Для сглаживания пульсации напряжения  $u_d$  таким фильтром необходимо, чтобы емкостное сопротивление конденсатора для низшей частоты пульсации было много меньше сопротивления нагрузки ( $X_C = \omega_c C_\Phi \ll R_d$ ), а также много меньше индуктивного сопротивления дросселя для первой гармоники пульсации  $U_{d1m}$  ( $X_C \ll X_L$ ). При выполнении этих условий, пренебрегая активным сопротивлением дросселя  $L_\Phi$ , коэффициент сглажи-



вания Г-образного фильтра можно определить из выражения

$$s = (m\omega_c)^2 L_\Phi C_\Phi - 1. \quad (61)$$

Для получения требуемого значения коэффициента сглаживания  $s$  необходимое произведение индуктивности и емкости,  $G_n \cdot \Phi$ , находят по формуле

$$L_\Phi C_\Phi = (s + 1) / (2\pi f_c m)^2. \quad (62)$$

Значения  $L_\Phi$  и  $C_\Phi$  при известном их произведении выбирают с учетом обеспечения непрерывности тока  $i_d$  или минимальных массогабаритных и стоимостных показателей фильтра. Для выпрямителей средней и большой мощности при определении конкретных значений  $L_\Phi$  и  $C_\Phi$  сложным фактором является требование по обеспечению непрерывности тока  $i_d$ , так как при выполнении этого условия уменьшается действующее значение токов в вентипях и обмотках трансформатора, а также его габаритная мощность  $S_T$  [4].

Выпрямители являются источниками высокочастотных электромагнитных волн, распространение которых мешает работе радио- и телевизионной аппаратуры. Причиной этих колебаний в основном являются коммутационные процессы в вентипях схемы, которые сопровождаются быстрыми изменениями токов и напряжений. Это вызывает распространение электромагнитных волн по проводам и в окружающее пространство. Для уменьшения уровня радиопомех применяются электрические фильтры, состоящие подобно сглаживающим из реактивных элементов, устанавливаемых на входе и выходе выпрямителя. Чаще всего для этой цели используют высокочастотные С-фильтры, включаемые между силовыми проводами и землей (корпусом выпрямителя, если последний заземляется), как это показано на рис. 33, а в виде элемента  $\Phi_{p, n}$ .

В таких фильтрах применяются специальные высокочастотные проходные конденсаторы, имеющие минимальные активные потери и практически безындуктивные. В зависимости от требований по уровню радиопомех данные фильтры могут иметь более сложную структуру (используют Г- или П-образный фильтр).

**Внешние характеристики силовых выпрямителей.** В реальных схемах выпрямления с ростом тока нагрузки мгновенное значение напряжения  $u_d$  и среднее значение напряжения выпрямителя  $U_d$  уменьшаются вследствие падения напряжения в активном

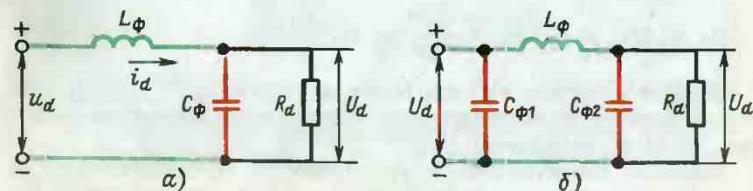


Рис. 34. Схемы сложных фильтров;

а — однозвенный Г-образный LC-фильтр; б — П-образный фильтр

сопротивлении обмоток трансформатора  $\Delta U_T$  и последовательных элементах сглаживающего фильтра  $\Delta U_\phi$ , падений напряжения в вентилях  $\Delta U_B$  и в индуктивном сопротивлении  $\Delta U_X$ , которое проявляется при процессах коммутации. Это явление отражает внешняя характеристика выпрямителя, которая представляет собой зависимость выпрямленного напряжения от среднего значения тока нагрузки, т.е.  $U_d = f(I_d)$ . Внешнюю характеристику неуправляемого выпрямителя со сглаживающим фильтром (при  $\omega L_\phi = \infty$ ) можно представить в виде следующего уравнения:

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_T - \Delta U_\phi - \Delta U_B - \Delta U_X, \quad (63)$$

где  $\Delta U_T = I_d R_T$  и  $\Delta U_\phi = I_d R_{c,d}$  — падение напряжения на активных сопротивлениях обмоток трансформатора и сглаживающего дросселя;  $\Delta U_B = n \Delta U_{np}$  — падение напряжения в вентилях одного плеча выпрямителя (для мостовых схем выпрямления  $\Delta U_B = 2n \Delta U_{np}$ );  $\Delta U_X = I_d X_T m / (2\pi)$  — коммутационное падение напряжения.

Из уравнения (63) видно, что напряжение на выходе выпрямителя линейно зависит от тока нагрузки и графически представляет прямую линию (рис. 35,а), наклон которой к оси абсцисс определяется внутренним падением напряжения от тока нагрузки. В зависимости от мощности выпрямителя влияние активных и реактивных элементов схемы в этом процессе различно. Обычно в выпрямителях средней и большой мощности преобладает влияние индуктивного сопротивления  $X_T$  обмоток трансформатора, а в маломощных — активного сопротивления  $R_T$  первичной и вторичной обмоток. Падение напряжения в вентилях не зависит от тока  $I_d$  и перемещает характеристику  $U_d = f(I_d)$  вниз на  $\Delta U_B$ .

В мощных выпрямителях при  $U_d > 50$  В, в которых применяются силовые кремниевые вентили с установкой не более одного-двух диодов в плече, падением напряжения в вентилях часто пренебрегают, так как  $\Delta U_{np, ном} = 1,2 \div 1,5$  В. Тогда уравнение внешней характеристики может быть записано следующим образом:

$$U_d = U_{d0} - I_d \left( R_T + \frac{X_T m}{2\pi} + R_{c,d} \right). \quad (64)$$

Следует отметить, что при токах нагрузки  $I_d < I_{d ном}$ , падение напряжения выпрямителей, как правило, составляет не более 15–20% напряжения  $U_{d0}$ .

Внешние характеристики управляемого преобразователя в выпрямительном режиме при  $\omega L_d > 5 R_d$  ( $L_d = \infty$ ) имеют такой же характер, как и в неуправляемом, и определяются выражением

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - I_d \left( \frac{X_{Tm}}{2\pi} + R_T + R_{C,d} \right), \quad (65)$$

где  $U_{d0}$  — напряжение условного холостого хода выпрямителя при полностью открытых ( $\alpha = 0$ ) тиристорах.

Каждому углу управления  $\alpha$  соответствует своя внешняя характеристика. На рис. 35,б построено в относительных единицах семейство таких характеристик при разных значениях угла  $\alpha$ , наклон которых остается постоянным, так как потери напряжения в преобразователе не зависят от угла управления.

Если  $L_d \neq \infty$ , то при больших углах  $\alpha$  и малых токах  $I_d$  нагрузки наступает режим прерывистых токов, при котором кривая тока нагрузки  $i_d$  содержит интервалы нулевого тока и будет отсутствовать перекрытие вентилей в процессе коммутации. Для такого режима (65) оказывается недействительным, так как среднее значение напряжения преобразователя будет зависеть не только от угла управления  $\alpha$ , но и от времени протекания тока через тиристоры, которое будет уменьшаться ( $\lambda < 2\pi/m$ ) за счет сокращения длительности работы вентилей при отрицательных напряжениях  $u_2$ .

Это явление вызвано тем, что при уменьшении тока нагрузки  $I_d$  уменьшается запасаемое в индуктивности  $L_d$  количество энергии и создаваемая ею ЭДС самоиндукции  $e_L$  оказывается недостаточной для поддержания непрерывным тока  $i_d$  при отрицательных напряжениях на анодах тиристоров.

В этом режиме отсутствует также коммутационное падение напряжения  $\Delta U_x$ , что приводит к увеличению выпрямленного напряжения  $U_d$ , и внешние характеристики резко поднимаются вверх (на рис. 35,б

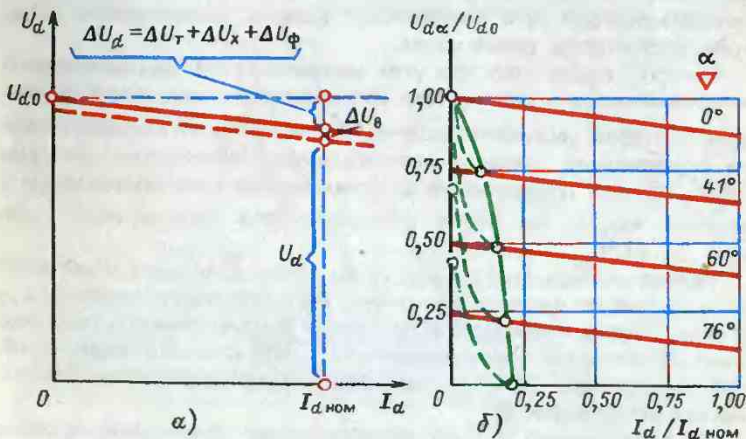


Рис. 35. Внешние характеристики выпрямителей большой мощности: а — для неуправляемых схем; б — для управляемых схем при различных углах  $\alpha$



показаны зелеными пунктирными кривыми). Точки на оси ординат, определяющие напряжение холостого хода  $U_{d\alpha 0}$  в режиме прерывистых токов, при  $m$ -фазном выпрямлении и больших углах запаздывания  $\alpha$  можно определить по выражению

$$U_{d\alpha 0} = \sqrt{2} U_{2\phi} \cos[-(\pi/m) + \alpha]. \quad (66)$$

Переходу от режима непрерывного тока к режиму прерывистого тока соответствует режим *н а ч а п ь н о н е п р е р ы в н о г о т о к а*, являющийся граничным между двумя указанными режимами, при котором отсутствует перекрытие вентилей в процессе коммутации, но нет интервалов нулевого тока  $i_d$ . Значение граничного тока зависит от угла регулирования  $\alpha$  и параметров схемы, примерный вид внешних характеристик для данного режима показан на рис. 35,б сплошной зеленой кривой.

**Регулировочные характеристики управляемых преобразователей.** Одной из важнейших характеристик преобразователя на тиристорах является зависимость среднего значения выпрямленного напряжения  $U_{d\alpha}$  от угла управления  $\alpha$ . При непрерывном выпрямленном токе (без учета потери напряжения от коммутации тока) для всех схем выпрямления эта зависимость определяется выражением

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha, \quad (67)$$

где  $U_{d0}$  — наибольшее (предельное) значение выпрямленного напряжения управляемого преобразователя при  $\alpha = 0$ , равное среднему значению выпрямленного напряжения неуправляемого преобразователя при одинаковых фазных напряжениях  $U_{2\phi}$  трансформаторов обеих схем.

Из (67) видно, что при угле управления  $90^\circ$  выпрямленное напряжение будет равно нулю. Это возможно лишь в том случае, если катодная индуктивность  $L_d$  в течение части положительного полупериода запасла необходимое количество энергии ( $I_d^2 L_d/2$ ) для поддержания выпрямленного тока постоянным в течение такой же части отрицательного полупериода (см. рис. 31,в).

Режим непрерывного тока  $i_d$  по всему диапазону изменения угла  $\alpha$  требует наличия бесконечно большой индуктивности  $L_d$ . В этом случае очень малые пульсации выпрямленного тока создают на катодной индуктивности  $L_d$  ЭДС самоиндукции, которая поддерживает ток  $i_d$  непрерывным при отрицательных значениях напряжения  $u_d$ .

На практике же в большинстве случаев  $L_d$  имеет конечное значение, поэтому запасенной в ней энергии оказывается достаточно только для того, чтобы обеспечить протекание тока лишь в течение некоторой части отрицательного полупериода  $u_{2\phi}$ .

Выпрямленный ток становится прерывистым, напряжение  $U_d$  возрастает, и для получения выпрямленного напряжения  $U_{d\alpha} = 0$  необходимо увеличить угол  $\alpha$ , чтобы он был больше  $90^\circ$ . Например, среднее значение выпрямленного напряжения трехфазного управляемого выпрямителя с активной нагрузкой (см. рис. 24) будет равно нулю при  $\alpha = 150^\circ$ , для двухфазной схемы при  $\alpha = 180^\circ$  (см. рис. 21).

На рис. 36,а построены регулировочные характеристики управляемых выпрямителей при числе фаз выпрямления  $m = 2, 3$  и 6 и двух значениях катодной индуктивности:  $L_d = 0$  и  $L_d = \infty$ . Среднее значение выпрямленного напряжения  $U_{d\alpha}$  указано в долях максимального  $U_{d0}$  в зависимости от угла управления  $\alpha$ .

Из рисунка видно, что с увеличением числа фаз выпрямления все больший участок характеристик  $U_{d\alpha} = f(\alpha)$  при  $L_d = 0$  и  $L_d = \infty$  становится общим. Для двухполупериодной схемы выпрямления разница между этими кривыми значительна, и даже при индуктивности фильтра, уменьшающей пульсации выпрямленного напряжения до 1%, критический ток в этой схеме (ток, при котором справедлив закон  $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$ ) достигает примерно 30%.

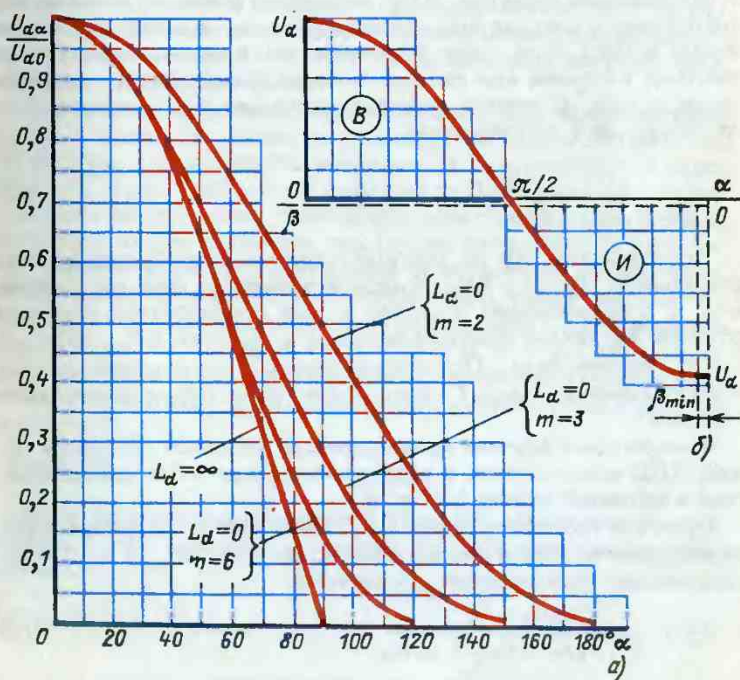


Рис. 36. Регулировочные характеристики управляемых выпрямителей при различном числе фаз выпрямления (а) и обобщенная характеристика (б)

На рис. 36,б показана обобщенная регулировочная характеристика реверсивного тиристорного преобразователя, в соответствии с которой при изменении угла  $\alpha$  от 0 до  $\pi/2$  преобразователь работает в режиме управляемого выпрямителя, а при изменении угла  $\alpha$  от  $\pi/2$  до  $\pi - \beta_{min}$  (или при изменении угла  $\beta$  от  $\pi/2$  до  $\beta_{min}$ ) — в режиме ведомого сетью инвертора.

Кoeffициент полезного действия и коэффициент мощности выпрямителя. При малых пульсациях выпрямленного тока коэффициент полезного действия выпрямителя определяется отношением полезной мощности  $P_d$ , отдаваемой в нагрузку и равной произведению средних значений тока  $I_d$  и напряжения  $U_d$ , к полной активной мощности  $P_1 = P_d + \Delta P_d$ , потребляемой выпрямительной установкой от питающей сети:

$$\eta = P_d / (P_d + \Delta P_d), \quad (68)$$

где  $\Delta P_d$  — суммарная мощность потерь выпрямителя.

Мощность потерь складывается из следующих составляющих: потерь в вентилях  $\Delta P_B$ , в питающем трансформаторе  $\Delta P_T$ , в сглаживающем фильтре  $\Delta P_\Phi$  и вспомогательных устройствах (например, в системе управления и защиты; в делителях напряжения и тока, если такие применяются; в системе охлаждения силовых вентилях при принудительном отводе тепла и сигнализации и др.). С учетом этих составляющих КПД определяется из следующего соотношения:

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + \Delta P_B + \Delta P_T + \Delta P_\Phi}. \quad (69)$$

Потери мощности во вспомогательных устройствах обычно составляют  $0,5 \div 1,5\% P_d$ , потери в элементах фильтра (например, в сглаживающем дросселе потери определяются главным образом активным сопротивлением его обмотки,  $\Delta P_{др} = I_d^2 r_{др}$ ) также незначительны. Основное значение в полупроводниковых преобразователях имеют потери в вентилях  $\Delta P_B$  и трансформаторе  $\Delta P_T$ .

В некоторых случаях представляется удобным оценивать общий КПД выпрямителя в виде произведения КПД трансформатора и вентилях схемы  $\eta = \eta_T \eta_B$ .

Потери в трансформаторе  $\Delta P_T$  складываются из потерь в стали сердечника  $\Delta P_C$  и потерь в меди обмоток  $\Delta P_M$ , а КПД трансформатора определяется выражением

$$\eta_T = \frac{m_2 U_2 I_2}{m_2 U_2 I_2 + \Delta P_C + \Delta P_M}. \quad (70)$$

Для трансформаторов средней и большой мощности при нагрузках, близких к номинальной, КПД равен 95–98%. Потери в



вентиллях  $\Delta P_B$  определяются потерями от протекания прямого тока

$$\Delta P_B = n_B \Delta U_{np} I_{B, cp}; \quad (71)$$

здесь  $n_B$  — количество вентиляей, по которым одновременно протекает ток;  $\Delta U_{np}$  и  $I_{B, cp}$  — соответственно падение напряжения и средний ток вентиля. Значение  $\Delta U_{np}$  диодов и тиристоров, как отмечалось ранее, практически не зависит от тока нагрузки  $I_d$  и в зависимости от типа составляет: 0,4–0,6 В для германиевых диодов; 0,8–1,2 В для кремниевых диодов и 0,6–1,5 В для тиристоров. С учетом этих допущений КПД вентиляей схемы определяется выражением

$$\eta_B = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + n_B \Delta U_{np} I_{B, cp}} \approx \frac{U_d}{U_d + n_B \Delta U_{np}}. \quad (72)$$

Следовательно, с повышением напряжения  $U_d$  возрастает и КПД вентиляей, а с ним и общий КПД выпрямителя  $\eta = \eta_T \eta_B$ . Изготавливаемые в настоящее время промышленностью выпрямители средней и большой мощности на кремниевых вентиляях имеют КПД в пределах 85–92%.

*Коэффициент мощности выпрямителей.* Для выпрямителей средней и большой мощности характерным является такой режим работы, когда потребляемый ими из сети ток несинусоидален, а его первая гармоника сдвинута относительно синусоиды питающего напряжения. Наличие фазового сдвига свидетельствует о том, что выпрямитель при работе потребляет от сети помимо активной мощности, отдаваемой за вычетом потерь в элементах схемы в нагрузку, т.е. равной  $U_d I_d$ , также реактивную мощность, которая не совершает полезной работы. Это явление характеризуется коэффициентом мощности выпрямителя  $\lambda$ , значение которого определяется отношением активной мощности  $P_1$ , потребляемой выпрямителем, к полной мощности  $S_1$ , т.е.

$$\lambda = P_1 / S_1. \quad (73)$$

Для однофазного выпрямителя (при  $\omega L_d = \infty$  и угле коммутации  $\gamma = 0$ ) активная мощность  $P_1$  выражается следующей формулой:

$$P_1 = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_1, \quad (74)$$

где  $U_1$  и  $I_{1(1)}$  — действующие значения фазного напряжения сети, питающей выпрямитель, и первой гармоники тока, поступающего из сети;  $\varphi_1$  — угол сдвига первой гармоники тока по отношению к напряжению  $U_1$ .

Полная мощность, потребляемая выпрямителем из сети, с учетом всех гармоник тока  $I_1$  может быть записана в виде

$$S_1 = U_1 I_1 = U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + I_{1(n)}^2}, \quad (75)$$

где  $I_{1(1)}, I_{1(3)}, \dots, I_{1(n)}$  — действующие значения гармоник первичного тока.

Подставляя (74) и (75) в (73), коэффициент мощности можно представить в виде

$$\lambda = \nu \cos \varphi_1, \quad (76)$$

где  $\nu = I_{1(1)} / I_1$  — коэффициент искажения формы кривой потребляемого тока, равный (при  $\omega L_d = \infty$  и угле коммутации  $\gamma = 0$ )  $\nu = 2\sqrt{2}/\pi \approx 0,9$  для однофазных нулевой и мостовой схем;  $\nu = 3/\pi = 0,95$  для трехфазной мостовой схемы;  $\cos \varphi_1$  — коэффициент сдвига первой гармоники тока  $I_{1(1)}$ , зависящий от угла коммутации  $\gamma$  и угла управления  $\alpha$ ; для различных типов выпрямителей фазовый сдвиг  $\varphi_1$  определяется следующим образом.

Коэффициент сдвига неуправляемого выпрямителя. В процессе коммутации возникает сдвиг между первой гармоникой тока  $I_{1(1)}$  и напряжением  $U_1$ . Если пренебречь намагничивающим током трансформатора, то для таких выпрямителей при значительной индуктивности сглаживающего дросселя ( $\omega L_d > 5R_d$ ) можно считать, что коэффициент сдвига будет равен

$$\cos \varphi_1 = \cos(\gamma/2). \quad (77)$$

где  $\gamma$  — угол коммутации тока.

На рис. 37,а показан сдвиг вторичного тока  $i_2$ , а следовательно, и тока  $i_1$  по отношению к напряжению фазы  $u_{2a}$  трансформатора за счет угла коммутации. Значение этого сдвига примерно равно  $\gamma/2$ .

При номинальных нагрузках выпрямителей на неуправляемых вентилях угол коммутации может достигать значения  $30-40^\circ$ , в этом случае  $\cos \varphi_1$  равен  $0,9-0,92$  для трехфазных и  $0,94-0,96$  для шестифазных схем выпрямления.

Коэффициент сдвига управляемого выпрямителя. Для идеализированной схемы выпрямления (угол коммутации  $\gamma = 0$  и  $\omega L_d = \infty$ ) изменение напряжения  $u_d$  с помощью управляемых вентилях приводит к увеличению потребления реактивной мощности и снижению  $\cos \varphi_1$  выпрямителя. Это вызвано тем, что при задержке открывания вентиля на угол управления  $\alpha$  кривые токов  $i_1, i_2$  сдвигаются по фазе на угол  $\varphi_1 \approx \alpha$  относительно напряжений  $u_1, u_2$  (рис. 37,б; здесь кривые напряжений и токов показаны при условии, что коэффициент трансформации  $n = w_1/w_2 = 1$ ). В этом случае можно считать, что коэффициент сдвига равен  $\cos \varphi_1 \approx \cos \alpha$ .

Коммутационные явления в схеме управляемого выпрямителя приводят к дополнительному сдвигу первой гармоники тока  $i_{1(1)}$  относительно напряжения  $u_1$  примерно на угол  $\gamma/2$ .

Полный сдвиг фаз между током и напряжением трансформатора с учетом угла управления  $\alpha$  и угла коммутации  $\gamma$  будет определяться углом  $\varphi_1 \approx \alpha + \gamma/2$ . Поэтому для всех рассмотренных ранее схем управляемых выпрямителей коэффициент сдвига может быть вычислен по формуле

$$\cos \varphi_1 = \cos(\alpha + \gamma/2). \quad (78)$$

На рис. 37,2 по соотношению (77) построено семейство кривых, характеризующих зависимость коэффициента сдвига выпрямителя от углов управления  $\alpha$  и коммутации  $\gamma$ . Согласно этим кривым коэффициент сдвига уменьшается с ростом углов  $\alpha$  и  $\gamma$ . При  $\alpha = 0$  значение  $\cos \varphi_1$  соответствует коэффициенту сдвига неуправляемых выпрямителей. С учетом коэффициента 0,955 кривые рис. 37,2 определяют  $\lambda$  трехфазного мостового выпрямителя.

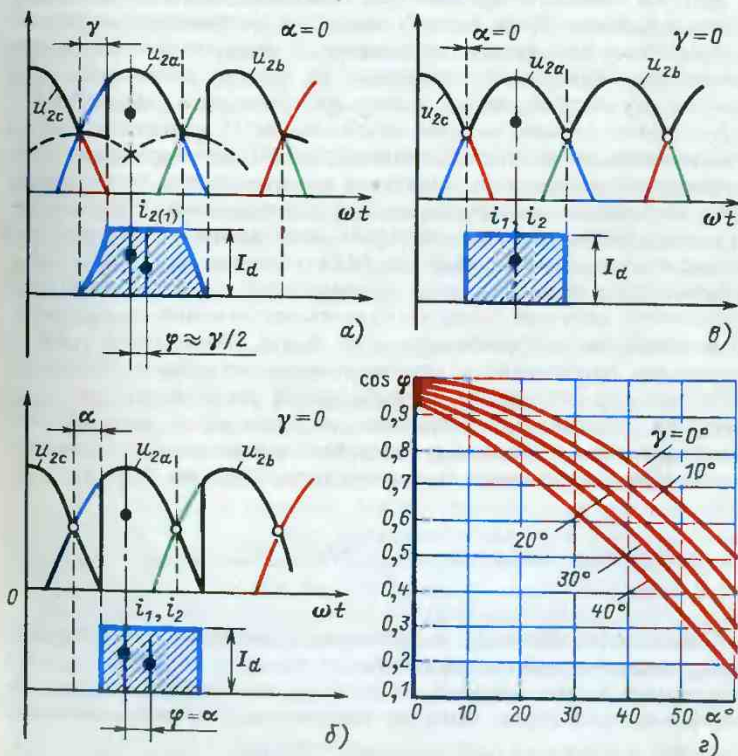


Рис. 37. Фазовый сдвиг между током и напряжением трансформатора в зависимости от углов коммутации и управления (а–в) и кривые коэффициента мощности управляемых выпрямителей (г)



**Улучшение коэффициента мощности управляемых выпрямителей.** Регулирование выходного напряжения выпрямителей с целью его уменьшения приводит к возрастанию угла  $\alpha$  и увеличению потребляемой из сети реактивной мощности — сеть дополнительно загружается реактивным током индуктивного характера. Поэтому на практике при использовании управляемых выпрямителей средней и большой мощности часто принимают меры по повышению коэффициента мощности.

Одним из простейших способов повышения  $\cos \varphi_1$  является установка источников реактивной мощности, например конденсаторов на входе выпрямителя. Благоприятно сказывается на повышении коэффициента мощности выпрямительной установки применение сетевых фильтров (см. рис. 33,а), предназначенных для исключения из питающей сети высших гармоник тока.

Другим сравнительно простым способом является использование в выпрямителях трансформаторов с отпайками на различные значения вторичного напряжения. В этом случае для уменьшения выпрямленного напряжения  $U_d$  вместо увеличения угла управления  $\alpha$  переключают вентильный блок на отпайку вторичной обмотки с более низким напряжением  $U_{2ф}$ . Данный способ обеспечивает дискретное (скачкообразное) регулирование выпрямленного напряжения, а наличие механического переключающего устройства снижает надежность и долговечность установки.

Более эффективным способом повышения коэффициента мощности входного устройства (ВУ) является применение выпрямителей с искусственной коммутацией тока. В таких выпрямителях регулирование выходного напряжения осуществляют изменением опережающего угла  $\alpha$ , т.е. коммутация тока  $I_d$  вентилями происходит с опережением относительно точек их естественного отпираания. Потребляемый установкой ток здесь имеет не отстающий, а опережающий характер, и выпрямитель будет работать в режиме с емкостной мощностью, т.е. генерировать в сеть реактивную мощность [подробнее см. 2, 2].

## 7. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ НА ТИРИСТОРАХ

**Основные требования к системам управления тиристорами.** Управляемый кремниевый вентиль — тиристор включается, если анод имеет более высокий потенциал, чем катод, на управляющий электрод подан импульс напряжения положительной полярности и замкнута цепь нагрузки<sup>1</sup>. Надежное включение тиристоров в схемах преобразователей переменного тока происходит

<sup>1</sup> Здесь имеется в виду триодный тиристор.

в том случае, если ток и напряжение управления соответствуют входным характеристикам применяемых вентиляей.

Открытие тиристорам в многофазных управляемых схемах выпрямления, например в трехфазной нулевой схеме по рис. 24,а, при непрерывном токе нагрузки происходит 1 раз в каждый положительный полупериод анодного напряжения. Изменением фазы переднего фронта управляющего импульса относительно переменного анодного напряжения можно осуществить регулирование выходного напряжения преобразователя.

Система управления (СУ) тиристорным преобразователем (ТП) должна выполнять следующие задачи:

- 1) создавать синхронизированную с напряжением питающей сети  $m$ -фазную систему импульсов управления, каждый из которых способен включить любой тиристор, применяемый в ТП;
- 2) позволять сдвигать по фазе импульсы управления относительно анодного напряжения тиристорам.

Для управления тиристорами применяют различные системы, требования к которым определяются спецификой схем преобразовательных установок и общими свойствами тиристорам.

Требования, определяемые свойствами тиристорам:

1. Для надежного открывания тиристорам, применяемых в силовых преобразователях, с различными сопротивлениями управляющего перехода необходимо обеспечить такие значения тока управления и напряжения на управляющем электроде, которые соответствуют гарантированному включению тиристора с учетом максимальной мощности, выделяемой на управляющем электроде.

Так как сопротивление перехода УЭ—К обычно составляет 25–40 Ом для тиристорам на  $I_{пр} = 100 \div 300$  А, то напряжение на выходе устройства управления должно быть не более 8–12 В. Это свойство тиристорам позволяет применять для систем управления маломощные полупроводниковые элементы (транзисторы, диоды и др.), малогабаритные резисторы и конденсаторы, а также интегральные полупроводниковые микросхемы, содержащие большое число активных элементов (транзисторам, диодам, стабилитронам) и пассивных элементов (резисторам, конденсаторам, катушек индуктивности).

2. Недопустимо подавать на управляющий электрод тиристорам отрицательное напряжение более 0,5–1 В. Наличие отрицательного напряжения на УЭ в обратную полуволну анодного напряжения может привести к увеличению  $I_{обр}$  тиристора и выходу его из строя.

3. Для четкого отпираания тиристорам и надежной работы преобразователя во всех режимах необходимы импульсы отпирающего тока с крутым передним фронтом длительностью около 1 мкс и продолжительностью (шириной) около 10–15° для



обеспечения нарастания тока через тиристор до значения тока удержания.

Для управления тиристорами предпочтительным является применение "узких" отпирающих импульсов для ограничения потерь мощности на управляющем переходе вентиля, а также для уменьшения объема и массы импульсных трансформаторов системы управления.

Кроме требований, определяемых общими свойствами тиристорных систем управления требуется:

обеспечение относительной симметрии управляющих импульсов, подаваемых на тиристоры различных фаз ТП, с точностью  $1-2^\circ$  во всем диапазоне фазового управления для предотвращения неравномерной загрузки фаз преобразователя током;

обеспечение необходимого диапазона изменения угла управления  $\alpha$  для регулирования напряжения  $U_d$  на нагрузке от нуля до максимального значения. Это требование определяет диапазон изменения фазы отпирающих импульсов при непрерывном токе в нагрузке в пределах  $0-90^\circ$  для нереверсивных преобразователей и  $0-160 \div 165^\circ$  для реверсивных.

**Основные узлы систем управления.** В настоящее время разработано большое количество систем управления тиристорами, число которых непрерывно возрастает. Это обусловлено широким развитием силовой полупроводниковой техники и постоянным расширением областей ее применения.

Современные системы управления тиристорными преобразователями выполняются на основе полупроводниковых и магнитных элементов. С развитием микроэлектроники широкое применение в СУ находят различные типы гибридных и интегральных полупроводниковых схем. В качестве магнитных элементов преимущественно используются импульсные трансформаторы, применяемые для развязки цепей системы управления и силовой части выпрямителя.

Замена отдельных полупроводниковых элементов (транзисторов, диодов, стабилитронов и др.) интегральными схемами (ИС) позволяет получить существенный технико-экономический эффект: улучшить технические характеристики и повысить надежность тиристорных преобразователей, унифицировать отдельные функциональные узлы, уменьшить массу и габариты СУ.

По способу обработки сигналов ИС делятся на аналоговые, в которых входной и выходной сигналы связаны непрерывной функцией, и цифровые, в которых входной и выходной сигналы являются дискретными величинами.

По используемым методам управления ТП можно выделить группу СУ с импульсно-фазовым управлением. В этих системах осуществляется сдвиг управляющих импульсов по фазе относительно напряжения питания тиристорных систем. Как правило, такие системы состоят из следующих основных узлов:



входного устройства (ВУ), фазосдвигающего устройства (ФУ), формирователя отпирающих импульсов (ФИ) и окончного (выходного) узла каналов управления.

*Входные устройства* предназначены для формирования различной формы напряжений, синхронизированных с переменным напряжением  $u_{2\phi}$ , подаваемым на тиристоры. Относительно системы напряжений ВУ производится формирование отпирающих импульсов и распределение их по каналам управления тиристорами соответственно подключению их к фазам силового трансформатора.

Наиболее распространенным входным устройством является многообмоточный трансформатор. На рис. 38,а изображена схема ВУ, которая часто используется в системах управления трехфазными выпрямителями. При трехканальной системе управления такими выпрямителями на тиристоры, подключенные к одной фазе силового трансформатора, должны поступать отпирающие импульсы, сдвинутые относительно друг друга на угол  $120^\circ$ . Входное устройство представляет собой небольшой мощности трансформатор, на первичные обмотки которого подается трехфазное напряжение сети, питающей выпрямитель. Каждая

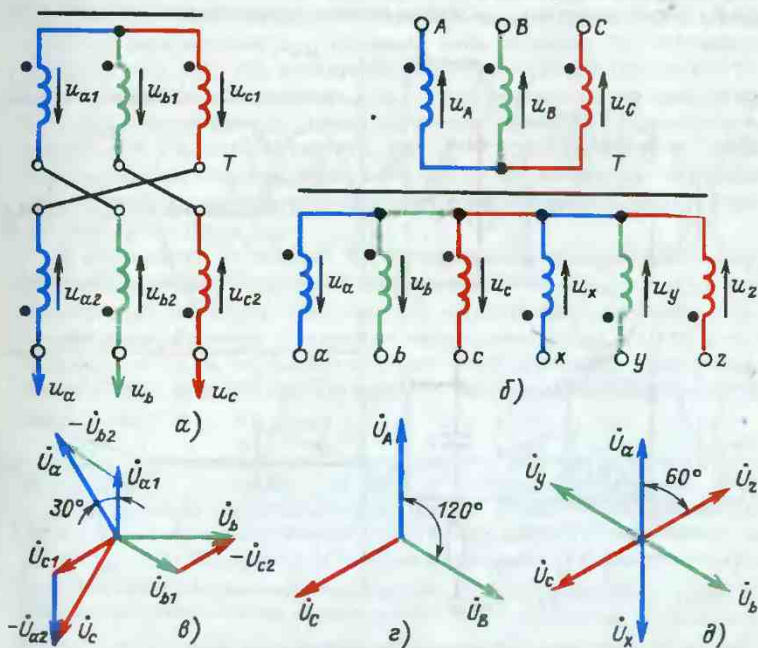


Рис. 38. Схемы входных устройств на трансформаторах: а — для трехфазных и б — шестифазных выпрямителей, в—д — векторные диаграммы напряжений на обмотках

из вторичных обмоток ВУ выполнена из двух полуобмоток, которые можно соединять в звезду или зигзаг, что позволяет снимать с них трехфазную систему напряжений, сдвинутых в сторону опережений или отставания относительно соответствующих первичных напряжений (рис. 38,з) на углы  $30^\circ$ ,  $90^\circ$  и  $120^\circ$  (рис. 38,в), и облегчает начальную фазировку СУ.

Для управления тиристорами шестифазного выпрямителя с нулевой точкой СУ должна формировать отпирающие импульсы, сдвинутые один относительно другого на угол  $60^\circ$ . В этом случае вторичные полуобмотки трансформатора ВУ следует соединить по схеме, представленной на рис. 38,б. При этом получается шестифазная система вторичных напряжений, векторная диаграмма которых изображена на рис. 38,д. Напряжение с каждой полуобмотки поступает на вход соответствующего канала управления, в котором происходит формирование отпирающих импульсов. Изменением схемы включения первичных обмоток трансформатора ВУ можно получить желаемое расположение выходного напряжения по отношению к анодному напряжению тиристора.

Во многих ВУ используется выходное напряжение пилообразной формы, которое можно получить различными спо-

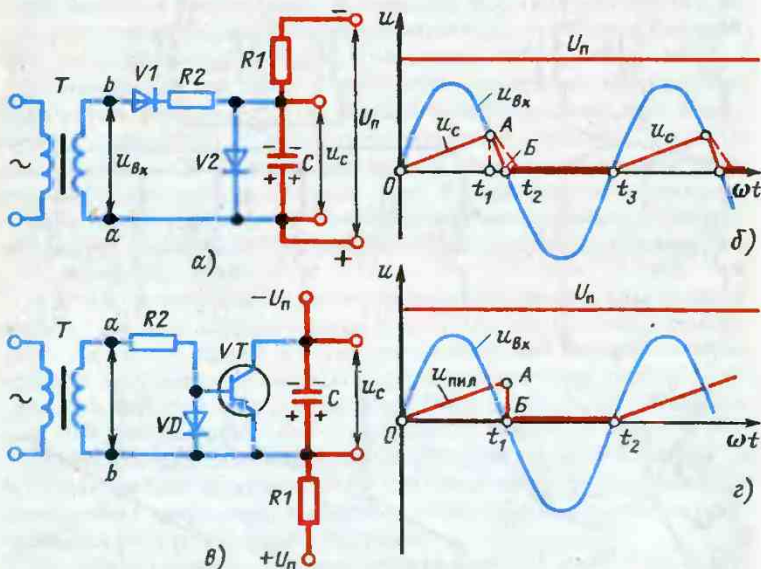


Рис. 39. Схемы полупроводниковых входных устройств:

а — диодный и в — транзисторный генераторы пилообразных напряжений; б и г — временные диаграммы напряжений на элементах

собами. В настоящее время наибольшее применение нашло способ формирования пилообразного напряжения путем заряда конденсатора через резистор от источника постоянного напряжения и последующего быстрого его разряда. На рис. 39,а показана принципиальная схема такого ВУ, выполненного на диодах. В положительный полупериод синусоидального напряжения  $u_{вх}$ , снимаемого со вторичной обмотки трансформатора  $T$ , когда точка  $a$  имеет положительный потенциал по отношению к точке  $b$ , диод  $V2$  закрыт и под действием постоянного напряжения  $U_n$  конденсатор  $C$  будет заряжаться по цепи  $+U_n, C, R1, -U_n$ . Напряжение  $U_n$  выбирается больше амплитудного значения  $u_{вх}$ , а параметры  $R1$  и  $C$  — такими, чтобы за время одного полупериода напряжения  $u_{вх}$  напряжение  $u_c$  достигало значения, значительно меньшего  $U_n$ . Поэтому заряд конденсатора  $C$  будет происходить практически по плавному закону (рис. 39,б).

В момент времени  $t_1$  напряжение на конденсаторе будет равно напряжению  $u_{вх}$  (в точке  $A$ ), при этом образуется дополнительная цепь для протекания тока от источника постоянного напряжения:  $+U_n$ , вторичная обмотка  $T, V1, R2, R1, -U_n$ . Конденсатор  $C$  начнет разряжаться, при этом напряжение  $u_c$  будет практически изменяться так же, как и  $u_{вх}$  на участке  $AB$ . В момент  $t_2$  напряжение  $u_{вх}$  изменит знак и диод  $V2$  откроется. По цепи  $V1, R2, V2$ , вторичная обмотка  $T$  будет протекать ток под действием напряжения  $u_{вх}$ . Напряжение на конденсаторе  $C$  в этом полупериоде равно прямому падению напряжения на диоде  $V2$ , т.е. можно считать, что  $u_c \approx 0$ . В момент  $t_3$  напряжение  $u_{вх}$  снова изменит свой знак, диод  $V2$  закроется, конденсатор  $C$  начнет заряжаться. Рассмотренные процессы периодически повторяются.

В результате на выходе ВУ формируется периодически изменяющееся напряжение пилообразной формы  $u_{вых} = u_c$  с длительностью рабочего участка  $OA$  практически не более  $160^\circ$ , синхронизированное с входным напряжением  $u_{вх}$ . Это напряжение может быть использовано для формирования отпирающих импульсов, синхронизированных с анодным напряжением тиристоров.

В тех случаях, когда необходимо увеличить диапазон рабочего участка пилообразного напряжения до  $180^\circ$  и точно синхронизировать начало  $u_{пип}$  с входным напряжением, применяют схемы ВУ на транзисторах (рис. 39,в). В положительный полупериод входного напряжения  $u_{вх}$ , когда  $u_{ab} > 0$ , транзистор  $VT$  закрыт и конденсатор  $C$  будет заряжаться от источника постоянного напряжения  $U_n$ . При изменении знака  $u_{вх}$  транзистор открывается и напряжение на конденсаторе  $C$  становится равным падению напряжения на переходе эмиттер — коллектор транзистора, т.е.  $u_c = \Delta U_{эк} \approx 0$ . В течение всего отрицательного полупериода  $u_{вх}$  транзистор  $VT$  открыт, а напряжение на конденсаторе близко к нулю.



В следующий положительный полупериод  $u_{вх}$  транзистор снова закрывается и т.д. Форма пилообразного напряжения в этой схеме показана на рис. 38,2, при этом длительность рабочего участка  $OA \approx 180^\circ$ .

**Фазосдвигающие устройства (ФСУ)** используются в СУ выпрямителями для регулирования фазы отпирающих импульсов. Последовательность процессов получения импульсов и сдвига их по фазе в реальных ФСУ бывает различной. В электромагнитных системах управления переменное напряжение сначала может сдвигаться по фазе или изменяться по форме, а затем происходит формирование из этого напряжения управляющего импульса.

В полупроводниковых СУ, которые в настоящее время считаются наиболее перспективными, формирование управляющего импульса происходит в момент равенства переменного напряжения (синусоидального, треугольного или пилообразного) и наложенного на него постоянного напряжения  $U_y$ , поступающего от устройств управления.

Изменяя значение  $U_y$  (сравнивая его по "вертикали" с переменным напряжением), можно осуществлять сдвиг импульсов управления по фазе в широком диапазоне и обеспечивать регулирование выпрямленного напряжения в пределах от 0 до  $\pm U_{dmax}$ .

На рис. 40,а приведена функциональная схема одного канала такой системы, в которую входят ФСУ и ФИ. Фазосдвигающее устройство, в свою очередь, содержит генератор опорного напряжения ГОН, синхронизируемый синусоидальным напряжением  $u_{вх}$ , и нуль-орган НО.

На вход нуль-органа кроме опорного напряжения  $u_{оп}$ , в данном случае имеющего пилообразную форму, подается также внешнее напряжение управления  $U_y$ . В момент равенства опорного напряжения  $u_{оп}$  и напряжения управления  $U_y$  нуль-орган переключается, и в этот же момент времени ФИ выдает управляющий импульс  $u_{вых}$  (рис. 40,б). При изменении значения  $U_y$  изменяется фаза

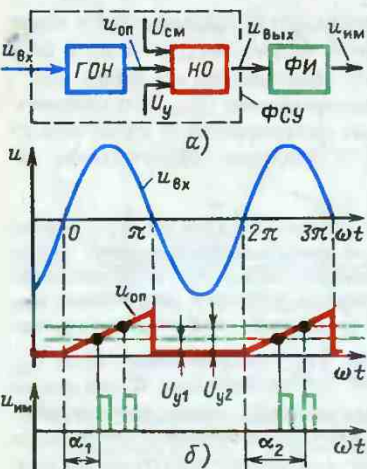


Рис. 40. Формирование отпирающих импульсов на принципе вертикально-фазового управления: а — функциональная схема; б — диаграммы напряжений и выходных импульсов

выходного импульса относительно начала напряжения  $u_{он}$ . Перечисленные элементы ФСУ могут быть выполнены по различным схемам и на разной элементной базе.

Данный принцип может быть реализован и непосредственным сравнением опорного синусоидального напряжения, снимаемого со вторичных обмоток входного трансформатора, с напряжением  $U_y$ . Изменяя схему включения первичных обмоток трансформатора, можно получить желаемое расположение кривой опорного напряжения  $u_{он}$  по отношению к анодному напряжению тиристора. Недостатком таких ФСУ является сужение диапазона фазового сдвига  $u_{вых}$  (угол регулирования  $0 \leq \alpha \leq \leq 150^\circ$ ), так как при малых и больших углах  $\alpha$  затрудняются условия фиксации момента равенства напряжений  $u_{он}$  и  $U_y$ .

В качестве нуль-органа чаще всего используют: схемы на одном или двух транзисторах, работающих в ключевом режиме; блокинг-генератор, работающий в ждущем режиме; схемы на операционных усилителях и др. На рис. 41, а приведена схема нуль-органа на одном транзисторе. Пока напряжение управления  $U_y$  остается больше опорного напряжения  $u_{он}$ , транзистор  $VT$  закрыт, так как база имеет положительный потенциал по отношению к эмиттеру. В этом случае напряжение на резисторе  $R2$  будет равно нулю, так же как и напряжение  $u_{вых}$ . Когда же напряжение  $u_{он}$  станет чуть больше  $U_y$  (практически при  $u_{он} = U_y$ ), транзистор откроется и все напряжение  $U_k$  будет приложено к  $R2$ . Конденсатор  $C$  начнет заряжаться по цепи  $+U_k$ .  $VT$ ,  $C$ ,  $R3$ ,  $R4$ ,  $-U_k$ , и через короткий промежуток времени напряжение на нем станет равным напряжению на резисторе  $R2$ . В этот момент ток через резистор  $R4$  прекратится.

Таким образом, при открывании транзистора  $VT$  на резисто-

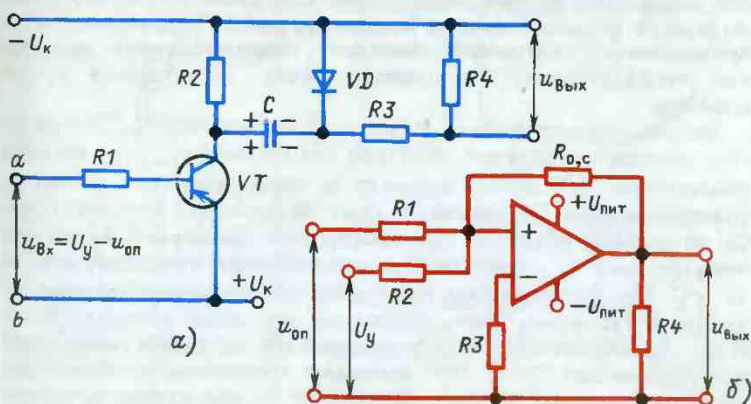


Рис. 41. Схемы нуль-органов ФСУ:

а — на одном транзисторе; б — на операционном усилителе

ре  $R4$  формируется кратковременный импульс напряжения, который является выходным напряжением  $u_{\text{вых}}$  нуля-органа. При закрывании транзистора конденсатор  $C$  разряжается по цепи  $R2, VD$  и напряжение на резисторе  $R4$  остается практически равным нулю.

В качестве сравнивающего узла нуля-органа можно использовать схему на операционном усилителе (рис. 41,б). Операционный усилитель (ОУ) представляет собой усилитель постоянного тока, выполненный на интегральной микросхеме, имеющей два входа и один выход, не считая выводов для подключения источников питания. Важным достоинством ОУ по сравнению с обычными транзисторными схемами усилителей является то, что входные токи ОУ очень малы ( $10^{-5} - 10^{-9}$  А), а коэффициент усиления наиболее распространенных в настоящее время ОУ составляет  $10^4 - 10^5$ . Применение ОУ в различных схемах основано на введении обратных связей (между выходом и входом), которые обеспечивают различные функциональные свойства и необходимый коэффициент усиления схемы [2].

В схеме нуля-органа на рис. 41,б собственно ОУ усиливает разность напряжений  $U_y - u_{\text{оп}} \approx 0,001$  В с большим коэффициентом усиления до максимального значения выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$ , которое снимается с резистора  $R4$  и далее преобразуется в кратковременный импульс напряжения  $u_{\text{вых}} \text{НО}$ , как и в предыдущей схеме.

*Формирователь импульсов.* Нуль-орган ФСУ имеет выходной сигнал малой мощности и произвольной формы. Поэтому получение отпирающих импульсов требуемой формы и длительности, гальванической развязки СУ с силовой цепью преобразователя, усиление импульсов и размножение их при групповом соединении тиристоров обычно осуществляются одним узлом, который именуется формирователем импульсов (ФИ). В зависимости от применяемого активного элемента формирователи импульсов подразделяются на транзисторные, тиристорные и оптронные.

На рис. 42,а приведена схема транзисторного ФИ. При подаче с выхода нуля-органа импульса напряжения  $u_{\text{вых}} \text{НО}$  на базу транзистора  $VT$  он открывается и через первичную обмотку трансформатора  $TI$  протекает кратковременный импульс тока. Со вторичной обмотки трансформатора усиленный короткий импульс тока  $i_{y,и}$  поступает на управляющий электрод тиристора  $VC$ . При параллельном или последовательном соединении тиристоров  $TI$  может иметь несколько выходных обмоток. Резистор  $R_k$  ограничивает коллекторный ток во время насыщения трансформатора. Диод  $VD1$  защищает транзистор от перенапряжений при его выключении. Диод  $VD2$  не пропускает на управляющий электрод тиристора  $VC$  отрицательные импульсы. Вследствие высокого быстродействия транзисторов ФИ на их



основе целесообразно применять для управления высокочастотными тиристорами серии ТЧ.

Для управления мощными тиристорами широкое применение нашли ФИ на маломощных тиристорах с малыми токами управления (рис. 42, б). В исходном состоянии конденсатор  $C$  заряжается по цепи: задающее напряжение  $U_3$ ,  $C$ ,  $VD2$ . При подаче с выхода нуля-органа импульса напряжения  $u_{\text{вых но}}$  открывается вспомогательный тиристор  $VC1$  и конденсатор  $C$  разряжается по цепи:  $C$ , первичная обмотка трансформатора  $ТИ$ ,  $VC1$ ,  $R2$ ,  $C$ . Параметры этой цепи выбирают так, чтобы по первичной обмотке протекал кратковременный импульс тока, а на вторичной обмотке индуцировался узкий импульс тока  $i_{y,и}$  с крутым передним фронтом.

В процессе коммутации тиристорами импульсов тока большой амплитуды в разрядных цепях возникает высокий уровень помех. Эти помехи распространяются как по соединительным проводам, так и через эфир. При наличии в схеме преобразователя большого количества тиристоров, коммутация которых разнесена во времени, включение одного прибора может привести к включению и других.

Использование трансформаторов для гальванической развязки СУ и силовой части преобразователя имеет некоторые недостатки. Основным из них является наличие паразитных (электромагнитных и емкостных) связей между первичной и вторичной обмотками, затрудняющих обеспечение помехоза-

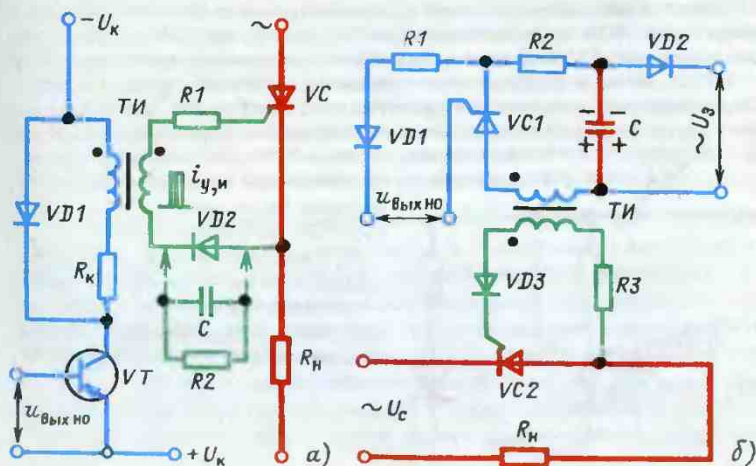


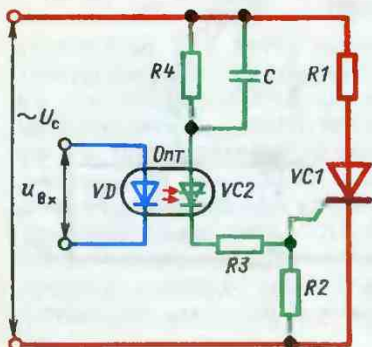
Рис. 42. Схемы формирователей импульсов:  
а — транзисторный; б — тиристорный

щищенности узлов СУ. Более перспективными элементами для обеспечения гальванической развязки в цепях преобразователя и повышения помехозащищенности является применение схем ФИ с оптоэлектронными приборами. В качестве управляемого элемента — приемника света в таких ФИ используются диодные, транзисторные и тиристорные оптопары.

На рис. 43 представлена одна из типовых оптоэлектронных тиристорных схем, используемых в качестве оконечного узла ФИ. Для коммутации силового тиристора  $VC1$  в схеме используется тиристорная оптопара  $Opt$ . При подаче импульса управляющего напряжения  $u_{вх}$  светодиод  $VD$  излучает световой поток, который включает оптронный тиристор  $VC2$ . По цепи  $\sim U_c$ ,  $R4$ ,  $VC2$ ,  $R3$ ,  $УЭ - К$ ,  $\sim U_c$  проходит импульс тока  $i_{y, \tau}$ , который открывает силовой тиристор  $VC1$ . Такая схема ФИ обеспечивает полную развязку цепей управления и нагрузки выпрямителя, а также помехозащищенность схемы в закрытом состоянии. Это обусловлено тем, что светодиод имеет собственный порог срабатывания.

**Система импульсно-фазового управления.** В качестве примера рассмотрим схему формирования управляющих импульсов (СИФУ) реверсивных тиристорных преобразователей серии ЭТ6Р, представленную на рис. 44,а для одного канала. Система работает по вертикальному принципу с синусоидальным опорным напряжением и состоит из шести идентичных каналов, каждый из которых формирует импульсы управления катодной и анодной групп тириستоров.

Канал управления состоит из следующих узлов: генератора опорного напряжения  $ГОН$  на трансформаторе  $T14$ , нуля-органа  $НО$  на операционном усилителе  $A101$  и формирователя импульсов на транзисторах  $VT102$  и  $VT103$ . На вход каждого канала подаются из блока питания СУ шесть синусоидальных напряжений, сдвинутых по фазе на  $60^\circ$  относительно друг друга. Отфильтрованное опорное напряжение  $u_{оп}$ , амплитуда которого регулируется переменным резистором  $R101$ , снимается с конденсатора  $C101$  и в точке 4 суммируется с напряжением управления  $U_y$ , поступающим через резистор  $R104$  с выхода СУ. Суммарный сигнал  $u_{оп} \pm U_y$  подается на вход  $A101$ . В зависимости от значения и знака напряжения  $U_y$  усилитель  $A101$  будет отпираться отрицательной или положительной полуволновой напряжением  $u_{оп}$ .



пающим через резистор  $R104$  с выхода СУ. Суммарный сигнал  $u_{оп} \pm U_y$  подается на вход  $A101$ . В зависимости от значения и знака напряжения  $U_y$  усилитель  $A101$  будет отпираться отрицательной или положительной полуволновой напряжением  $u_{оп}$ .

Рис. 43. Схема оптронного формирователя импульсов

На рис. 44,б представлены временные диаграммы напряжений в цепях СИФУ, полученные при напряжении управления  $U_y = 0$  (2-я строка). Напряжение на выходе  $A101$  имеет вид, показанный в 3-й строке. В момент  $t_1$  нуль-орган переключается и на конденсаторах  $C105, C106$  появляется положительный импульс напряжения, под действием которого открывается диод  $VD103$ . На базах транзисторов  $VT101$  и  $VT103$  появляется положительное напряжение, подаваемое от источника  $+12$  В через резисторы  $R106, R108$  и диод  $VD103$ . Эти транзисторы открываются, а  $VT102$  закрывается. В первичной обмотке импульсного трансформатора  $TI1$  от источника  $+20$  В протекает кратковременный импульс тока, под действием которого во вторичной обмотке формируется положительный импульс напряжения  $u_{y1}$ , который используется для отпираания тиристора  $VC1$  катодной группы (5-я строка).

В момент  $t_2$  нуль-орган снова переключается, и под действием отрицательного импульса напряжения на конденсаторах  $C105, C106$  (4-я строка) диод  $VD103$  закрывается, прекращается подача положительного смещения на базы транзисторов  $VT101, VT103$ , и они закрываются. При этом открывается транзистор  $VT102$ , так как на его базу с коллектора транзистора  $VT101$  через резистор  $R107$  подается положительное смещение, а со вторичной обмотки импульсного трансформатора  $TI2$  поступает отпирающий импульс  $u_{y2}$  на тиристор  $VC2$  анодной группы, сдвинутый относительно импульса  $u_{y1}$  на  $180^\circ$  (5-я строка).

Возникающие при открывании транзисторов  $VT102$  и  $VT103$  во вторичных обмотках трансформаторов  $TI1$  и  $TI2$  отрицательные импульсы не пропусаются диодами  $VD107, VD108$  на управляющие электроды тиристоры  $VC1$  и  $VC2$ .

При указанной фазировке напряжений  $u_{оп}$  и  $u_2$  управляющие импульсы в случае  $U_y = 0$  будут формироваться в моменты времени, соответствующие углам  $\alpha_0 = 90^\circ$ . Если изменять напряжение  $U_y$  от 0 до  $\pm U_{y \max}$ , то синусоида опорного напряжения  $u_{оп}$  будет подниматься или опускаться по отношению к оси абсцисс, а отпирающие импульсы будут раздвигаться или сдвигаться в диапазоне  $\pm 90^\circ$ , что отвечает требованиям согласованного управления тиристорами реверсивного преобразователя.

Резисторы  $R13, R14$  служат для ограничения тока через первичные обмотки импульсных трансформаторов и являются общими для всех шести каналов СИФУ. Ширина генерируемых импульсов  $10-12^\circ$ . Диоды  $VD101, VD102$  ограничивают напряжение на входе нуль-органа  $A101$ .

**Фазировка системы управления тиристорами.** Для правильной и надежной работы тиристоры в управляемом преобразователе необходимо тщательно сфазировать СУ вентилями, т.е. нужно обеспечить строгую последовательность подачи отпирающих импульсов на тиристоры по отношению к питающему напряжению. Рассмотрим процесс фазировки СУ на примере трехфазной мостовой схемы выпрямления (рис. 45,а), в которой применяется полупроводниковая СУ, обеспечивающая подачу на каждый тиристор двух узких импульсов, сдвинутых по фазе на  $60^\circ$ .

Ранее было отмечено, что в трехфазной мостовой схеме одновременно работают два тиристора, поэтому напряжение  $u_{вых}$  каждой пары блоков входного устройства СИФУ преобразовате-



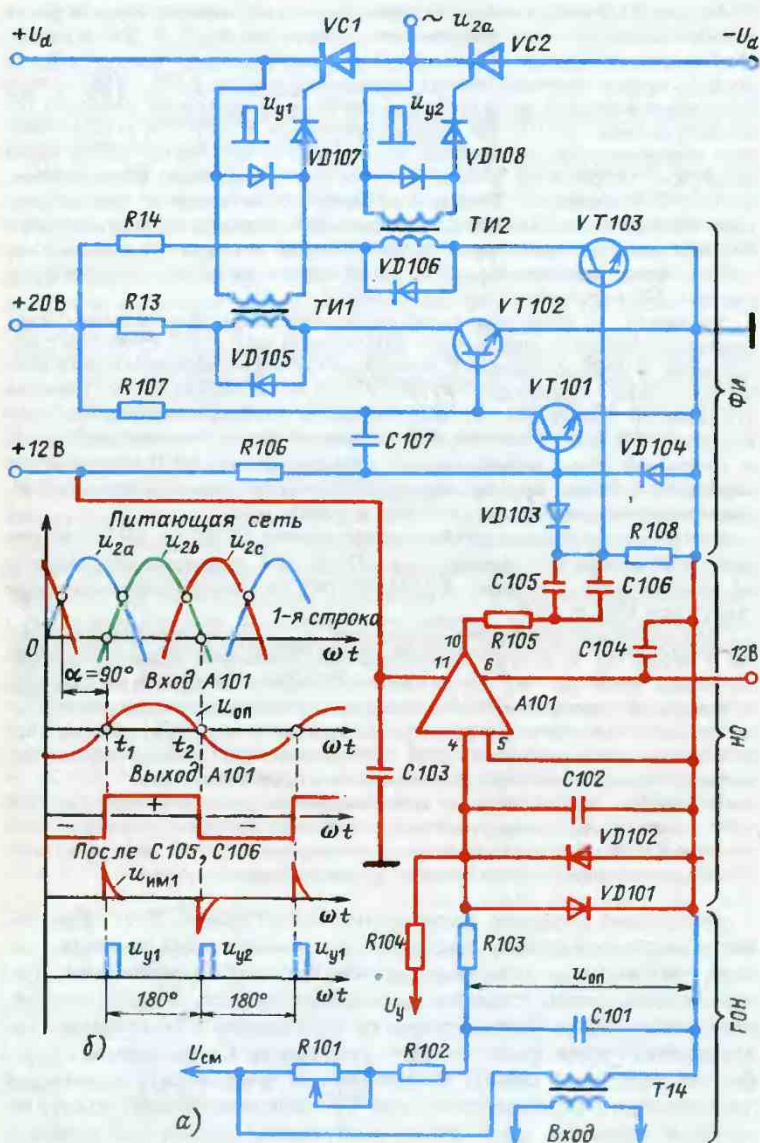


Рис. 44. Система импульсно-фазового управления тиристорным преобразователем серии ЭТ6Р:

а – схема СИФУ; б – диаграмма напряжений на элементах

лем синхронизируется с одной из фаз вторичной обмотки трансформатора, к которой подключены два последовательно соединенных вентиля, составляющих одно плечо вентильного моста.

Проверка фазировки системы управления производится с помощью электронного осциллографа, например типов С1-18Б, С1-19 и других, горизонтальную развертку которого и усиление по вертикали следует отрегулировать так, чтобы на экране укладывалась синусоида напряжения  $u_{2\phi}$  (рис. 45, б) в удобном для наблюдения и отсчета начальных углов управления  $\alpha_0$  масштабе.

Отрегулировав развертку осциллографа и отключив питание СУ, следует поочередно просмотреть на экране и зарисовать на миллиметровой бумаге кривые фазных напряжений, подаваемых на аноды (катоды) тиристоров  $V1 - V3 - V5$  ( $V4 - V6 - V2$ ), и отметить на оси времени (рис. 45, в) начала и концы положительных полупериодов напряжений  $u_{2a}$ ,  $u_{2b}$  и  $u_{2c}$ , после-

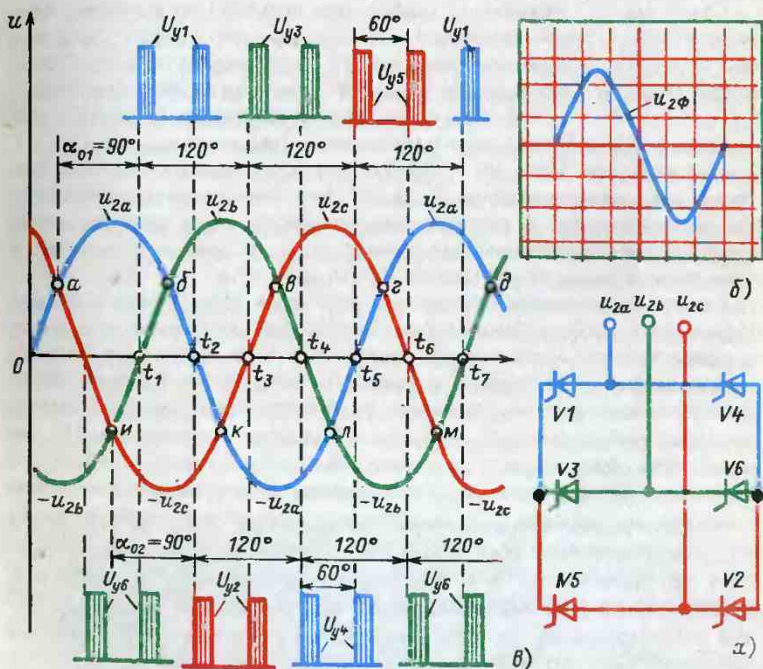


Рис. 45. Фазировка системы управления трехфазной мостовой схемы выпрямления:

а — схема включения тиристорев; б — градуировка осциллографа; в — кривые напряжений на тиристорах и расположение отпирающих импульсов при  $\alpha = 90^\circ$

довательность фаз которых должна соответствовать принятой в энергосистемах, т.е.  $A - B - C$ .

Затем следует отключить силовой трансформатор и включить питание СУ. Поочередно присоединяя к выходным зажимам ВУ осциллограф, необходимо убедиться в том, что каждая пара отпирающих импульсов на тиристорах катодной  $V1 - V3 - V5$  и анодной  $V4 - V6 - V2$  групп сдвинута на  $120^\circ$  и имеет такой же порядок чередования, как и напряжения  $u_{2a}$ ,  $u_{2b}$  и  $u_{2c}$  на тиристорах  $V1(V4)$ ,  $V3(V6)$  и  $V5(V2)$ .

Далее производят начальную установку отпирающих импульсов со сдвигом на  $90^\circ$  относительно точек  $a$ ,  $b$ ,  $v$  и  $k$ ,  $л$ ,  $м$  естественного открывания соответствующих тиристоров. Это достигается подбором соединения первичных и вторичных обмоток входного трансформатора блока ФСУ, вследствие чего происходит сдвиг по фазе пилообразных напряжений  $u_n$  каналов управления тиристорами.

Сдвиг на  $90^\circ$  начальных импульсов управления каждой пары относительно точек естественного открывания тиристоров соответствует на диаграмме трехфазного напряжения началам положительных полуволн напряжений последующих фаз (моменты  $t_1, t_2, t_3, t_5 \dots$  на рис. 45,  $в$ ) для тиристоров  $V1 - V3 - V5$  и концам тех же полуволн напряжений (моменты  $t_4, t_6, t_8 \dots$ ) для тиристоров  $V4 - V6 - V2$ . Точная установка начального значения угла регулирования  $\alpha_0 = 90^\circ$  для каждого тиристора схемы выпрямления в режиме непрерывного тока производится изменением напряжения смещения  $u_{см}$ , подаваемого на вход нуля-органа каждого канала ФСУ (см. рис. 41,  $а$ ).

После проведения фазировки системы управления следует произвести пробное включение преобразователя и регулировку выпрямленного напряжения. Для этого к выходным зажимам выпрямителя необходимо подключить нагрузочный резистор соответствующего сопротивления, вольтметр постоянного тока и электронный осциллограф. Затем подается питание на СУ, силовой трансформатор  $T$  и задающий потенциометр, с которого снимается напряжение  $U_y$  для подачи в систему управления.

Плавно изменяя напряжение на входе СУ, следует убедиться в соответствующем изменении напряжения на выходе выпрямителя по вольтметру и с помощью осциллографа просмотреть форму выходного напряжения  $U_d$  при различных значениях углов регулирования  $\alpha$ . При правильной работе преобразователя все тиристоры должны быть равномерно загружены током, а напряжение  $U_d$  должно иметь форму, соответствующую схеме выпрямления (в качестве примера см. рис. 19,  $в$ ).



## 8. ЗАЩИТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТАНОВОК

**Особенности защиты полупроводниковых вентиляей.** Большинство преобразовательных установок, широко применяемых в различных отраслях народного хозяйства, выполняется на силовых кремниевых вентиляях. Обеспечение высокой надежности, бесперебойной и долговременной работы выдвигает повышенные требования к их защите.

Во время эксплуатации преобразователей возникают как технологические перегрузки, так и аварийные режимы, которые сопровождаются прохождением через вентили токов, недопустимых по значению и длительности. Кремниевые силовые диоды и тиристоры ввиду малого объема, небольшой теплоемкости вентильного элемента и высокой плотности тока  $p-n$ -перехода обладают повышенной чувствительностью к токовым перегрузкам. Если постоянная времени нагрева обмоток трансформаторов или электродвигателей равна десяткам минут, то для кремниевого диска силового вентиля она составляет сотые доли секунды. Следовательно, защита преобразователя должна быть быстродействующей, т.е. быстро отключить электроустановку или ее часть и предотвратить повреждение вентиляей.

Полупроводниковые вентили чувствительны также к перенапряжениям, возникающим в преобразователях. Причины этих перенапряжений могут быть различными. Периодические коммутационные перенапряжения возникают при закрывании вентиля из-за большой скорости спада (обрыва) обратного тока. Перенапряжения возникают при включении и отключении ненагруженного трансформатора, резких изменениях выпрямленного тока в индуктивностях. Обратные напряжения, превышающие допустимые значения, воздействующие на вентиль в течение 1–2 мкс, могут привести к электрическому пробое  $p-n$ -перехода. Система защиты преобразователя должна обеспечить ограничение всех видов перенапряжений до допустимого уровня.

**Защита силовых вентиляей от токовых перегрузок.** Основными причинами, обуславливающими выход из строя силовых вентиляей в электроустановке, являются КЗ, длительные токовые перегрузки, опрокидывание инвертора и электрические пробои вентиляей. При протекании опасных для полупроводниковых вентиляей токов перегрузки или КЗ должна вступать в действие токовая защита.

Для правильного выбора устройств защиты силовых полупроводниковых приборов в информационных материалах для каждого типа прибора приводятся следующие зависимости:

1) максимально допустимый ток рабочей перегрузки  $I_{p,пер}$  в интервале времени от 10 мс до 5 мин при токе предварительной нагрузки, равном 0, 20, 40, 60 и 100% предельного тока с последующим приложением напряжения,

равного 80%  $U_{пов}$ ; число таких повторяющихся перегрузок, обусловленных характером работы потребителя, за весь срок службы вентиля не ограничивается, но температура полупроводниковой структуры не должна превышать максимально допустимого значения;

2) максимально допустимая амплитуда тока аварийной перегрузки  $I_{ав,пер}$  в интервале времени от 10 до 200 мс с последующим приложением обратного напряжения, равного 80%  $U_{пов}$ ; при таких перегрузках предполагается превышение максимально допустимой температуры полупроводниковой структуры, но воздействие тока  $I_{ав,пер}$  возможно ограниченное число раз за время срока службы прибора;

3) максимально допустимые значения амплитуды ударного тока,  $A$ , длительностью 1–10 мс, и защитный показатель (тепловой эквивалент) вентиля  $W_B = I_{в,д}^2 t_{в}$ , характеризующий допустимую аварийную перегрузку при длительности импульса 10 мс,  $A^2 \cdot c$ , без последующего приложения напряжения.

На рис. 46,а в качестве примера приведены зависимости тока рабочей перегрузки тиристоров типа Т9-200 при различных значениях тока предварительной нагрузки по отношению к предельному току, температура окружающей среды  $\theta_c = 40^\circ C$  и скорости обдува  $v_{охл,возд} = 12$  м/с. На рис. 46,б показаны зависимости тока аварийной перегрузки при различных значениях начальной температуры структуры (1 — для  $\theta_c = 25^\circ C$  и 2 — для  $\theta_c = 125^\circ C$ ) с последующим приложением напряжения. Анализ кривых показывает, что тиристоры данного типа при предварительной нагрузке током  $0,2I_{п} = 40$  А в течение 1 с допускают ток  $I_{р,пер} =$

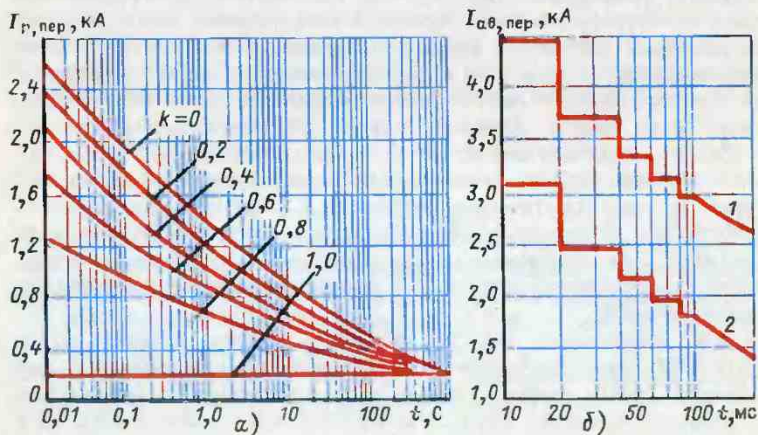


Рис. 46. Перегрузочные характеристики тиристора типа Т9-200: а — допустимая амплитуда тока рабочей и б — аварийной перегрузки от длительности  $t$

$= 1,2$  кА в течение 10 с,  $I_{p,пер} = 0,75$  кА. Если непосредственно перед перегрузкой через вентиль протекал предельный ток  $(K-1)$ , то рабочие перегрузки недопустимы. Амплитуда тока аварийной перегрузки в течение 20 мс при  $\theta_{p-n нач} = 25$  °С составляет  $I_{ав,пер} = 4,9$  кА, при  $\theta_{p-n нач} = 125$  °С  $I_{ав,пер} = 3,1$  кА. Ударный ток  $I_{уд}$  для тиристоров типа Т9-200 классов 4–12 при длительности 20 мс и температуре структуры 85 и 125 °С составляет соответственно 5,5 и 5 кА, защитный показатель при длительности импульса 10 мс и тех же значениях  $\theta_{p-n нач}$  равен 151 000 и 125 000 А<sup>2</sup>·с.

Для защиты силовых вентилей полупроводниковых преобразователей срадной и большой мощности при внешних и внутренних КЗ широко применяются специальные быстродействующие предохранители (БП) серий ПНБ, ПБВ и ПП57, которые являются самыми простыми защитными аппаратами. Такие предохранители состоят из контактных ножей и плавкого элемента, помещенного в закрытый фарфоровый патрон (ПП57, ПНБ) или герметичный керамический корпус (ПБВ), заполненный сухим кварцевым песком. Плавкая вставка изготавливается из специальной ленты и имеет несколько участков с малым сечением.

Основными показателями предохранителя, характеризующими его защитные свойства, являются номинальное напряжение  $U_{п,ном}$ , номинальный ток  $I_{п,ном}$  плавкой вставки, тепловые эквиваленты плавления  $I_{пт}^2 t_{пл}$  и отключения  $I_{пт}^2 t_{откл}$ .

На рис. 47,а приведена принципиальная схема трехфазного выпрямителя с параллельным включением силовых диодов в

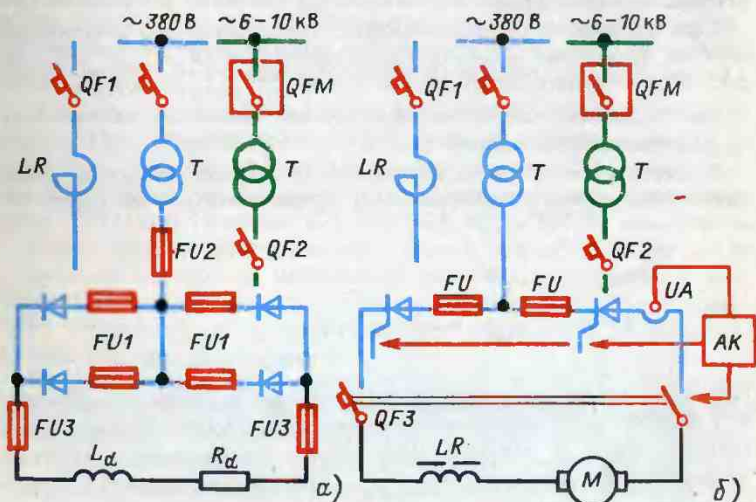


Рис. 47. Защита полупроводникового преобразователя от коротких замыканий и перегрузок по току:

а — быстродействующими предохранителями; б — автоматическими выключателями



плечах моста, защищаемого плавкими предохранителями, которые могут быть установлены: последовательно с каждым вентиляем  $FU1$  для защиты от внутренних повреждений; в фазных (подводящих) проводах  $FU2$  для обеспечения отключения при внешних повреждениях; на выходе постоянного тока  $FU3$ . В первом случае через предохранитель протекает ток вентиля  $I_{в,д} = 1,73 I_{в,ср}$ . При такой схеме включения БП необходимо учитывать, что при перегорании одного из предохранителей может появиться перенапряжение на остальных вентилях, включенных параллельно поврежденному. Во втором случае плавкие вставки предохранителей должны быть рассчитаны на вторичный ток, действующее значение которого для мостовых схем выпрямления равно  $\sqrt{2} I_{в,д}$  (см. табл. 1). Это несколько ограничивает защитное действие предохранителей. Однако преимущество такого включения в том, что напряжение дуги, возникающей при перегорании предохранителя, не создает опасных перенапряжений в вентилях схемы.

Номинальное напряжение применяемого предохранителя должно быть не меньше номинального напряжения выпрямительной установки, в которой он будет эксплуатироваться. В противном случае не будет обеспечено нормальное гашение дуги, что может привести к разрушению корпуса предохранителя и перебросу дуги на токоведущие части. Время срабатывания БП составляет 10–15 мс.

При установке предохранителя последовательно с вентиляем или на вторичной стороне трансформатора ( $FU1$  и  $FU2$  на рис. 47,а) необходимо, чтобы значение  $I_{п}^2 t_{откл}$  предохранителя было не больше допустимого значения теплового эквивалента  $I_{в,д}^2 t_{в}$  защищаемого вентиля.

В тиристорных преобразователях, имеющих в одном плече несколько параллельных ветвей, предохранители выбираются из условия

$$I_{п}^2 t_{откл \max} \leq \frac{n_{в}^2}{k^2} I_{в,д}^2 t_{в}, \quad (79)$$

где  $n_{в}$  — число параллельно включенных в плече тиристоров;  $k$  — коэффициент неравномерности загрузки тиристоров (обычно принимают  $k = 1,05 \div 1,2$ );  $I_{в,д}^2 t_{в}$  — допустимый тепловой эквивалент тиристоров;  $I_{п}^2 t_{откл}$  — тепловой эквивалент отключения предохранителей. Значения  $I_{в,д}^2 t_{в}$  силовых вентиляей и  $I_{п}^2 t_{откл}$  быстродействующих предохранителей приводятся в информационных материалах заводов-изготовителей и в технических данных на указанные приборы.

По значению  $I_n^2 t_{\text{откл}}$  или  $I_n^2 t_{\text{откл,max}}$  выбирают предохранители, номинальный ток (лавкой вставки которых должен быть не меньше действующего значения максимального тока нагрузки через вентиль (с учетом допустимых перегрузок преобразователя и коэффициента запаса по току не менее 1,2), т.е.

$$I_{n,\text{ном}} \geq k_{\text{доп,пер}} k_{\text{зап}} k_{\text{в,д}} I_d, \quad (80)$$

где  $k_{\text{в,д}} = I_{\text{в,д}}/I_d$  — коэффициент использования вентиля по току.

При наличии нескольких параллельных ветвей в плече мостовой схемы выбранные по (79) предохранители должны обеспечивать селективность токовой защиты: за время срабатывания предохранителя поврежденной ветви не должны плавиться предохранители неповрежденных ветвей, т.е. должно выполняться условие

$$I_n^2 t_{\text{откл,max}} \leq (n^2/k_B^2) I_n^2 t_{\text{пл,min}}. \quad (81)$$

Длительное время в СССР серийно выпускались два типа быстродействующих плавких предохранителей, предназначенных для защиты от токов КЗ преобразователей с силовыми полупроводниковыми вентилями:

предохранители типа ПНБ-5 для работы в цепях с номинальным напряжением до 660 В постоянного и переменного тока на номинальные токи 40, 63, 100, 160, 250, 315, 400, 500 и 630 А; предохранители серии ПБВ для работы в цепях переменного тока частотой 50 Гц и номинальным напряжением 380 В на номинальные токи от 63 до 630 А.

В настоящее время освоен выпуск предохранителей новой серии ПП57, предназначенных для защиты преобразовательных агрегатов с силовыми кремниевыми вентилями при внутренних КЗ в цепях переменного и постоянного тока при напряжениях 380–1000 В на токи 100, 250, 400, 630 и 800 А.

Все указанные предохранители имеют различные сигнальные устройства (например, визуальный указатель срабатывания или вспомогательный контакт), которые позволяют быстро обнаружить сгоревший предохранитель, что упрощает эксплуатацию вентильных преобразователей.

Предохранители, выбранные из условия  $W_n < W_B$ , обеспечивают защиту полупроводниковых вентилях лишь от токов КЗ и не защищают их от перегрузок по току. Защита силовых вентилях и преобразователей от токовых перегрузок осуществляется автоматическими выключателями, которые имеют главные контакты, снабженные механизмом расцепления, и реле защиты прямого действия, или так называемые расцепители.

Автоматические выключатели выпускаются с электромагнит-

ными, тепловыми или комбинированными расцепителями. Электромагнитный расцепитель предназначен для защиты от КЗ, тепловой — предусматривается для защиты от длительных перегрузок током, превышающим номинальный на 20–30 %.

Автоматический выключатель позволяет производить ограниченное число включений и выключений преобразователя при нормальных режимах работы. При срабатывании электромагнитного расцепителя и размыкании главных контактов выключатель можно включить повторно без паузы, после срабатывания теплового расцепителя выключатель будет готов к включению после остывания теплового элемента через 1–1,5 мин. В этом состоит преимущество автоматических выключателей перед предохранителями, однако быстродействие последних выше.

В преобразователях с силовыми вентилями автоматические выключатели применяются для защиты от внешних КЗ, опрокидываний инвертора и перегрузок по току. Выключатели устанавливают со стороны переменного и постоянного тока преобразователя.

Автоматические выключатели переменного тока *QF1* устанавливаются в преобразователях, питающихся от сети 380 В, на первичной стороне трансформатора или до токоограничивающих реакторов в бестрансформаторных схемах (рис. 47). При питании преобразователя от сети 6 или 10 кВ защита трансформатора осуществляется масляным выключателем высокого напряжения *QFM*, не входящим в состав агрегата и получающим сигнал на отключение от трансформаторов тока или от максимальных реле, установленных в КРУ 6–10 кВ. В этом случае выключатель *QF2* устанавливается на вторичной стороне трансформатора и защищает преобразователь от внешних КЗ.

Автоматические выключатели постоянного тока *QF3* включаются на выходе преобразователя и в отходящих линиях нагрузки. Срабатывание такого выключателя обеспечивает отключение нагрузки при недопустимых перегрузках и опрокидываниях инвертора, но не защищает преобразователь от аварийных режимов, возникающих при пробое вентилей, и от КЗ токоведущих частей внутри выпрямителя. Для защиты вентилей от недопустимых токов в таких случаях используется быстродействующее устройство защиты по управляющему электроду *AK* с датчиками *UA* на основе магнитоуправляемых контактов (герконов), сдвигающее управляющие импульсы в сторону увеличения углов  $\alpha_v$  или  $\alpha_n$  при внешних и внутренних КЗ, появлении аварийных токов в уравнительном контуре и др. (рис. 47,б).

Место включения автоматического выключателя выбирается с учетом схемы питания и соединения вентилей преобразователя, мощности потребителя, а также характеристик и технических данных автоматических выключателей, которые характеризуют



ся номинальными током и напряжением выключателя, номинальным током и током срабатывания расцепителя, полным временем срабатывания.

Автоматические выключатели для защиты вентиляльных преобразователей выбирают следующим образом:

а) номинальный ток расцепителя выключателя должен быть не меньше действующего значения тока защищаемой цепи, который определяется по номинальному току нагрузки с учетом возможных эксплуатационных перегрузок,

$$I_{\text{ном, расц}} \geq I_2(1)_{\text{д}} = k_{\text{э, пер}} k_j k_i I_{\text{д ном}}, \quad (82)$$

где  $k_{\text{э, пер}} = 1,2$  — коэффициент эксплуатационной перегрузки;  $k_j = I_2 \Phi / I_{\text{д}}$  — коэффициент схемы выпрямления по току;  $k_i = 1,05 \div 1,08$  — коэффициент, учитывающий отклонение формы анодного тока вентиля от прямоугольной;  $I_1 \Phi = I_2 \Phi / n$ , где  $n = U_{1\Phi, \text{ном}} / U_{2\Phi, \text{ном}}$  — коэффициент трансформации трансформатора;

б) ток срабатывания (уставки) электромагнитного расцепителя не должен превышать при КЗ на стороне постоянного тока  $I_{\text{пр, доп}}$  вентиля с учетом кратковременной перегрузки

$$I_{\text{уст, элм}} \leq I_{\text{ав, пер}} = (100/u_{\text{к}}) I_{\text{д ном}}, \quad (83)$$

где  $u_{\text{к}}$  — напряжение КЗ трансформатора, %.

В преобразователях с кремниевыми вентилями применяют автоматические выключатели серий АК50-3М, АП50-3М и АЕ2000 при  $U_{\text{ном}} \leq 500$  В переменного тока и 220 В постоянного тока. Включают указанные выключатели непосредственно от руки. Их основные технические данные: АК50 — на  $I_{\text{ном}} = 50$  А, с номинальными токами электромагнитных расцепителей от 5 до 50 А при токах срабатывания (отсечка) 5 и  $10 I_{\text{ном}}$ , время отключения 0,015 — 0,017 с; АП50 — на  $I_{\text{ном}} = 50$  А, с  $I_{\text{ном, элм, расц}}$  от 1,6 до 50 А при токах отсечки 5,7 и  $10 I_{\text{ном}}$ ; АЕ2000 — на  $I_{\text{ном}} = 10, 25, 63$  и 100А, исполнение — двух- и трехполюсное, время отключения 0,018–0,02 с.

В настоящее время электропромышленность СССР освоила выпуск автоматических выключателей серии АЗ700, предназначенных для защиты электрических установок от перегрузок и КЗ в цепях постоянного тока напряжением до 440 В и переменного тока до 660 В, на номинальный ток от 40 до 630 А. Эти выключатели могут быть использованы для защиты полупроводниковых преобразователей, время отключения их составляет 12–15 мс.

Для уменьшения мощности защитных аппаратов ограничивают ток КЗ в первый полупериод после возникновения аварии. С этой целью в преобразователях применяют трансформаторы с большим индуктивным сопротивлением обмоток (обычно  $u_{\text{к}} = 8 \div 10\%$ ). Если значение  $u_{\text{к}}$  трансформатора недостаточно для ограничения тока КЗ, то в фазы преобразователя дополнительно включают ток ограничивающие анодные реакторы.

**Защита силовых вентиляей от перенапряжений.** Импульсы обратного напряжения, превышающие периодически прикладываемые допустимые обратные напряжения, могут разрушить вентиль, поэтому необходимо принимать специальные меры для защиты силовых вентиляей от перенапряжений. Причинами перенапряжений могут быть отключение или включение силового трансформатора на холостом ходу, отключение в цепи постоянного тока, перегорание плавких вставок, а также перенапряжения, вызываемые коммутацией тока с одного вентиля на другой.

Коммутационные перенапряжения обусловлены тем, что при закрытии полупроводникового вентиля прямой анодный ток резко падает до нуля, и когда напряжение становится обратным, накопившиеся в  $p-n$ -переходе положительные носители тока (дырки) создают обратный ток, который ограничивается только сопротивлением трансформатора. С окончанием рекомбинации дырок обратный ток "обрывается", что вызывает в кри-

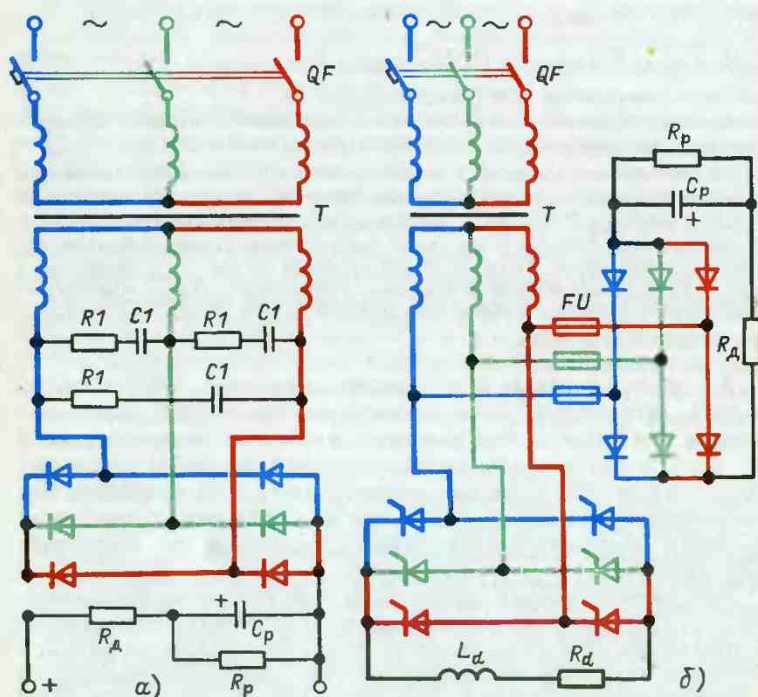


Рис. 48. Защиты вентиляей преобразователя от внешних перенапряжений: а — неуправляемого; б — полностью управляемого

вой обратного напряжения появление начального скачка, превышающего расчетное значение  $U_{обр\ max}$ , что может привести к пробою вентиля.

Для защиты от внутренних перенапряжений, возникающих в момент закрывания вентиля, применяют демпфирующие  $RC$ -цепочки из последовательно соединенных конденсатора  $C_k$  и резистора  $R_k$ , включаемых параллельно вентилям. В момент закрытия диода или тиристора обратный ток коммутируется из цепи вентиля в  $RC$ -цепочку. Заряд емкости при этом носит колебательный характер, что способствует более быстрому рассеиванию основных носителей зарядов  $p$ - $n$ -переходов, поэтому ускоряется процесс запираания вентиля, что приводит к уменьшению коммутационных перенапряжений и способствует выравниванию времени закрывания тиристорov, а этот фактор играет существенную роль в реверсивных ТП, работающих на якорь двигателя постоянного тока, так как устраняется перегрузка тиристорov с большим  $t_{закр}$ .

Особое внимание следует обращать на перенапряжения, вызванные включениями и отключениями первичной обмотки ненагруженного трансформатора преобразователя. Возникновение таких перенапряжений, называемых внешними, связано с наличием в цепях трансформатора индуктивностей (намагничивания  $L_0$  и рассеяния  $L_s$ ) и емкостей между секциями обмоток.

Для уменьшения внешних перенапряжений применяют защитные  $RC$ -цепочки, включаемые на стороне переменного или постоянного тока преобразователя. При подключении  $R1C1$ -цепочек ко вторичным обмоткам трансформатора (рис. 48,а) получают относительно большие потери энергии, которые вызывают дополнительный нагрев преобразователя. Кроме того габариты защитного устройства становятся значительными, так как необходимо применять в качестве емкости  $C1$  громоздкие металлобумажные конденсаторы на  $U_{раб} \geq U_{2л\ max}$  и резисторы  $R1$  на большую мощность рассеяния ( $\Delta P_R \geq 25 \div 30$  Вт).

Для уменьшения потерь в элементах защитных  $RC$ -цепочек неуправляемых преобразователей конденсатор  $C_p$  можно включить на выходе постоянного тока. Это позволяет использовать в устройствах защиты менее громоздкие электролитические (полярные) конденсаторы. В преобразователях на тиристорах защитный конденсатор  $C_p$  включают на стороне переменного тока (рис. 48,б) через вспомогательный выпрямитель на маломощных полупроводниковых диодах.

При возникновении перенапряжений их энергия будет поглощаться конденсатором  $C_p$ , преобразуясь в энергию электрического поля, которая затем рассеивается на резисторе  $R_p$ . Резистор  $R_d$  ограничивает ток через вентили диодного моста при включении трансформатора на незаряженный конденсатор  $C_p$ .

Параметры защитной цепи определяются по наиболее опасному режиму отключения трансформатора на холостом ходу, когда перенапряжения могут во много раз превышать рабочее напряжение на вентилях преобразователя [5].



## 9. ПРОМЫШЛЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТАНОВКИ

**Области применения преобразовательных агрегатов.** Выпрямители и реверсивные преобразователи на силовых полупроводниковых вентилях нашли широкое применение во многих отраслях народного хозяйства: в устройствах энергоснабжения и электрической тяги железнодорожного и городского транспорта, в электроприводе различных производственных механизмов, электрометаллургии, электрохимии и т.п. Современные выпрямительные и преобразовательные агрегаты представляют собой комплектные устройства, содержащие собственно выпрямитель, систему управления, устройства защиты и охлаждения силовых вентилях.

В зависимости от назначения и области применения к вентильным агрегатам, выполненным на основе кремниевых диодов и тиристоров, предъявляются различные требования по выходным параметрам, энергетическим показателям, массе и габаритам, стоимости и др. Выполнение этих требований приводит к разнообразным техническим и конструктивным решениям для преобразователей различного назначения.

Выпрямители без стабилизации выходного напряжения используются как источники питания цепей управления, для питания цеховых сетей постоянного тока, отдельных электродвигателей и др. Мощность таких выпрямителей находится в пределах от единиц до нескольких десятков киловатт. Некоторые выпрямители имеют подрегулировку выходного напряжения, производимую с помощью ответвлений на вторичных обмотках силового трансформатора.

Выпрямители со стабилизацией выходного напряжения используются как источники опорного напряжения в системах автоматического управления и как источники питания, обеспечивающие заданное протекание технологического процесса. Промышленность выпускает стабилизированные выпрямители в основном с тиристорным регулированием, их мощность обычно не превышает 50 кВт, значение номинальных выходных напряжений составляют 36, 115, 230 и 460 В. Если силовые выпрямители предназначены для зарядки аккумуляторных батарей или питания электролизных установок, то они оборудуются системой автоматической стабилизации выходного тока.

Управляемые выпрямители находят широкое применение для питания электросварочных агрегатов на постоянном токе. Такие выпрямители имеют круто падающую внешнюю характеристику и позволяют регулировать ток сварки в широком диапазоне, что дает возможность поддерживать горение электрической дуги в заданном режиме.

Постоянный ток широко используется в электрометаллургии и электрохимии для электролиза цветных металлов и различных химических элементов, электроэрозионной обработки металлов и др. Выпрямители, используемые в этих отраслях промышленности, обычно имеют широкий диапазон регулирования выходного напряжения. Например, для питания технологических установок, используемых на предприятиях цветной металлургии, применяются выпрямители серии ВРВ на номинальные напряжения 8 и 14 кВ и токи 440 и 800 А с регулированием выходного напряжения от нуля до номинального значения. Для питания гальванических установок используются выпрямители серии ВАКГ с напряжением 6–12 В и номинальными токами от 100 до 25 000 А. С целью ускорения протекания гальванических процессов и улучшения качества металлопокрытий применяется реверсирование постоянного тока при электролизе. Для этого выпускаются выпрямители серии ВАКР. Особенностью выпрямительных агрегатов для гальванотехники является низкое значение  $U_{\text{вых}}$  при больших токах, поэтому они обычно выполняются по схемам с нулевым выводом с целью уменьшения  $\Delta U_B$ .

Тиристорные преобразователи для питания двигателей постоянного тока. С развитием силовой полупроводниковой техники в автоматизированном электроприводе произошли качественные изменения. В регулируемых электроприводах постоянного тока электромашинные и ртутные преобразователи, силовые магнитные усилители заменяются тиристорными преобразователями. Наряду с системой генератор–двигатель (Г–Д) все шире используется более быстродействующая и экономичная система тиристорный преобразователь–двигатель (ТП–Д). Это позволяет существенно повысить надежность электропривода, добиться лучших технико-экономических показателей, увеличить степень автоматизации. Для использования в электроприводе промышленностью ранее выпускались тиристорные преобразователи серий ПТТ и ПТТР, а также комплектные тиристорные агрегаты АТ и АТР на их основе. Эти установки предназначены для преобразования трехфазного переменного напряжения частотой 50 Гц в регулируемое по значению и знаку (только для ПТТР) выпрямленное напряжение и применяются для питания якорных цепей двигателей постоянного тока, обмоток возбуждения генераторов (в системах Г–Д) и двигателей (в системе ТП–Д или Г–Д), а также в качестве регуляторов напряжения в цепях с активной и активно-индуктивной нагрузкой, на номинальный ток от 100 до 2500 А и выпрямленное напряжение 230 и 460 В. Типовое обозначение указанных агрегатов, например АТР-800/460-1С(2Р), расшифровывается следующим образом: АТР — агрегат тиристорный реверсивный (АТ — то же неревверсивный); первое число (800) означает номинальный выпрямленный ток, А; второе (460) — номиналь-



ное выпрямленное напряжение, В; цифра с буквой указывает на разновидность исполнения агрегата: 1 — с согласующим трансформатором, 2 — с анодными реакторами, с совместным (С) и отдельным (Р) управлением группами тиристорных реверсивного преобразователя.

Охлаждение воздушное естественное в агрегатах на токи 100 и 200 А; воздушное принудительное — в агрегатах на токи 320 А и выше.

В течение последних лет в нашей стране проводится значительная работа по проектированию и изготовлению различных комплектных тиристорных электроприводов постоянного тока. Большое распространение получили тиристорные приводы серий ЭТЗ и ЭТЗР, которые предназначены для регулирования скорости механизмов главного движения и подачи металлорежущих станков и других рабочих машин с высокой точностью (5–10%) и в широком диапазоне регулирования частоты вращения двигателя.

Приводы имеют неревверсивное (ЭТЗ) и реверсивное (ЭТЗР) исполнение и поставляются заказчику комплектно. В комплект привода входят: тиристорный преобразователь, электродвигатель постоянного тока серий ПБСТ или 2П со встроенным тахогенератором, силовой трехфазный трансформатор серии ТТ, задатчик частоты вращения типа ПП26 или ПП60. Для реверсивного исполнения поставляются два уравнивательных дросселя серии РТП. Трансформаторы серии ТТ-трехобмоточные. Вторичная обмотка обеспечивает получение напряжений двигателя 110 и 220 В при включении выпрямителя по трехфазной нулевой или мостовой схеме. Третья обмотка мощностью 0,6 кВ·А служит для питания цепей управления и возбуждения двигателя.

*Электроприводы серий ЭТ6 и ЭТ6Р* предназначены для регулирования скорости механизмов подачи тяжелых металлорежущих станков и станков с числовым программным управлением. В состав привода входят: тиристорный шестипульсный преобразователь, согласующий трансформатор серии ТС, реакторы серии РТП, электродвигатель постоянного тока серий ПБСТ, 2П, ПГТ и ПБВ (в соответствии с заказом) и регулятор частоты вращения.

Силовая схема реверсивного преобразователя состоит из 12 тиристорных, включенных по шестифазной нулевой встречно-параллельной схеме с двумя токоограничивающими реакторами; трехфазного трансформатора ТС мощностью 6, 8, 11, 14, 19 и 25 кВ·А, первичная обмотка которого соединена в треугольник, вторичная — в шестифазную звезду с нулевым выводом, третья обмотка служит для питания цепей управления и соединена в звезду; двигателя постоянного тока мощность от 1 до 11 кВт на напряжение 110, 220 В для ПБСТ и 2П и 60, 70 и 90 В для ПБВ и ПГТ. Силовой блок и управляющее устройство преобразователя



имеют блочную конструкцию и предназначены для встройки в электрошкаф (кроме электродвигателя), расположенный около станка.

*Комплектные тиристорные электроприводы серии КТЭ* предназначены для питания якорной цепи двигателей постоянного тока и цепей возбуждения машин постоянного тока общего назначения с регулированием напряжения (ЭДС), тока возбуждения, частоты вращения и положения вала приводного электродвигателя.

Электротехническая промышленность поставляет приводы КТЭ мощностью до 2000 кВт и 2000—12 000 кВт. В комплект КТЭ входят: электродвигатель постоянного тока с тахогенератором; силовой тиристорный преобразователь (неревверсивный или реверсивный) на номинальные напряжения 230, 460, 630, 865, 980 В и номинальные токи от 25 до 12 500 А; тиристорный возбудитель на ток до 25 А и напряжение 0—460 В; коммутирующая аппаратура; система управления, защиты и сигнализации, а также другие специальные узлы и устройства.

Приводы КТЭ на номинальный ток до 500 А питаются от сети 380 В через трансформаторы или анодные реакторы, на ток 800 А и 1000 А — от сети 380 В через анодные реакторы. Все остальные КТЭ питаются от сети 6 или 10 кВ через масляные трансформаторы.

Существенное увеличение нашей промышленностью выпуска мощных и надежных силовых тиристоров, резкое уменьшение их стоимости позволяют наряду с широким использованием ТП для приводов постоянного тока уже сейчас разрабатывать и осваивать выпуск электроприводов переменного тока, управляемых различного рода тиристорными преобразователями. Весьма перспективным приводом переменного тока с тиристорным управлением является привод, в котором используется короткозамкнутый асинхронный двигатель с частотным регулированием скорости в большом диапазоне, для питания которого применяется статический преобразователь частоты на тиристорах.

## **10. ЭКСПЛУАТАЦИЯ И ТЕХНИКА БЕЗОПАСНОСТИ ПРИ ОБСЛУЖИВАНИИ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

**Охлаждение силовых вентилях.** Электрические потери, возникающие в полупроводниковом приборе при протекании через него тока, обуславливают выделение в нем тепла, вызывающего нагрев полупроводниковой структуры. Для обеспечения надежной работы и использования силовых полупроводниковых вентилях на полную мощность необходимо принимать меры для дополнительного отвода тепла — о х л а ж д а т ь в е н т и л и. Наибольшее распространение получили два способа охлаждения: воздушное и водяное.

При воздушном охлаждении применяются охладители в форме пластин для вентиляей на ток до 25 А и специальные охлади-

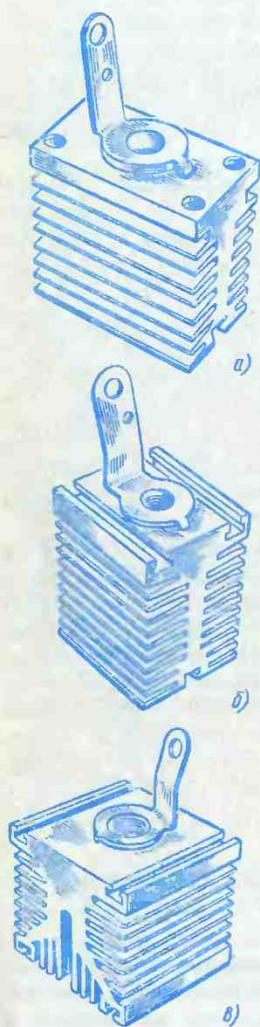


Рис. 49. Общий вид охладителей типов ОА-004 (а), ОА-011 (б) и ОА-019 (в) для одностороннего воздушного охлаждения штыревых вентиляей

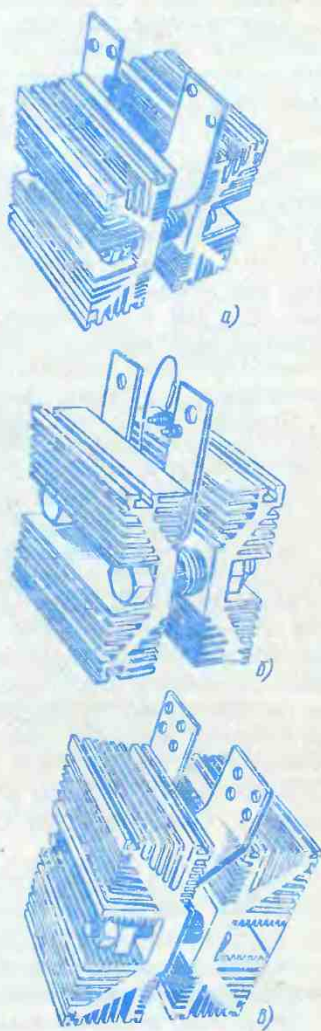


Рис. 50. Общий вид охладителей типов ОА-033 (а), ОА-038 (б) и ОА-052 (в) для двустороннего воздушного охлаждения табличных вентиляей

тели, имеющие массивное основание ("подушку") с резьбовым отверстием под нарезной болт на аноде у тиристорных или на катоде у диодов силовых вентилях штыревой конструкции и ребра для отвода тепла, увеличивающие поверхность охлаждения (рис. 49). Такие охладители часто называют радиаторами. Они применяются для вентилях на ток от 50 до 320 А. Охладители изготавливаются из меди или алюминия, а также из сплавов алюминия, обладающих высокой теплопроводностью и имеющих меньшую массу. В последнее время наибольшее применение получили охладители из алюминиевого прессованного профиля, получаемого методом горячего прессования. Материалом для изготовления профиля служит алюминиевый сплав марки АД-31. Для отвода тока здесь используют медный пластинчатый вывод, который прокладывается между вентиляем и охладителем.

Охладители в силовых блоках выпрямителей крепятся при помощи болтов, для чего в основании радиатора имеются резьбовые отверстия (охладители ОА-004, ОА-036 и др.), или при помощи специальных пазов (охладители ОА-011, ОА-019 и др.).

Для более интенсивного отвода тепла от силовых вентилях таблеточной конструкции применяются двусторонние охладители (рис. 50), выполненные на основе прессованного профиля из сплава АД-31. Отличительной конструктивной особенностью указанных охладителей является наличие Т-образных пазов, позволяющих удобно и надежно крепить радиаторы к несущим панелям выпрямительных агрегатов (охладители типов ОА-033, ОА-038, ОА-052 и др.). В этом случае при монтаже прибора должна быть обеспечена наибольшая поверхность соприкосновения таблетки с охладителями.

Воздушное охлаждение может быть двух видов: естественное и принудительное. При естественном охлаждении отвод тепла от вентиля происходит за счет теплопроводности через граничный слой воздуха, соприкасающийся с поверхностью охладителя, и последующей конвекции. Поток воздуха должен проходить параллельно плоскостям ребер охладителя снизу вверх.

Преимуществом такого вида охлаждения являются: простота конструкции и бесшумность в работе, высокая надежность и относительно низкая стоимость, удобство эксплуатации и ремонта. Серьезным недостатком является малая эффективность теплоотвода не более  $10 \text{ Вт}/(\text{см}^2 \cdot ^\circ\text{C})$ , вследствие чего приходится снижать нагрузку на вентиль по току до 35% номинальной. Для обеспечения загрузки силового вентиля номинальным током при естественном охлаждении необходимо устанавливать вентиль на радиаторе увеличенных размеров.

При принудительном воздушном охлаждении воздух продувается вдоль ребер охладителей с помощью низконапорных осевых вентиляторов, а теплопередача осуществляется в основном



благодаря вынужденной конвекции. В этом случае интенсивность теплоотвода зависит от скорости движения охлаждающего воздуха, следовательно, и допустимый ток нагрузки вентиля зависит от этой скорости. На рис. 51 в качестве примера представлен график значений предельного тока  $I_n$  тиристора ТЛ-160 при различных скоростях охлаждающего воздуха  $v$ . Для получения такой скорости потока воздуха преобразователь снабжается шахтой (вентиляционным каналом), внутри которой располагаются вентили, а в верхней или нижней части устанавливается вентилятор.

Полупроводниковые преобразователи с принудительным воздушным охлаждением имеют меньшие габариты и массу по сравнению с преобразователями с естественным охлаждением, но им свойственны некоторые существенные недостатки: с введением в конструкцию статического выпрямительного агрегата вращающегося вентилятора снижается надежность; создается сильный шум и возникают вибрации при работе вентилятора; необходимо устанавливать дополнительную аппаратуру для контроля исправной работы вентилятора (ветровое реле и т.д.), сигнализации и защиты преобразователя в случае выхода вентилятора из строя.

При водяном охлаждении применяются либо индивидуальные радиаторы цилиндрической формы (рис. 52,а), имеющие кольцевое углубление на верхнем основании корпуса 1 для ввинчивания вентиля и два штуцера 2 с кольцевыми нарезками для надевания резиновых шлангов, либо групповые охладители (рис. 52,б) в виде квадратных медных шин 2 с круглым отверстием внутри, служащих одновременно токоподводами. Вентили 1 соединяются с водяными охладителями при помощи резьбового соединения. Штуцера 3 служат для подвода и отвода охлаждающей воды. Электрический контакт осуществляется при помощи токоъемной пластины 4.

Водяное охлаждение выполняется всегда принудительным, циркуляция воды в системе охлаждения достигается за счет уста

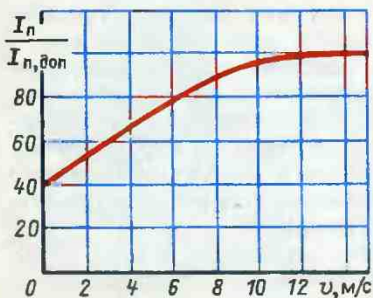


Рис. 51. Зависимость предельного тока тиристора серии ТЛ от скорости охлаждающего воздуха

новленного в агрегате специального насоса. Такой способ охлаждения является более эффективным по сравнению с воздушным, но конструкция вентиляльных блоков усложняется за счет штуцеров и резиновых шлангов, а также из-за введения устройств, обеспечивающих принудительную циркуляцию воды. В этом отношении применение групповых охладителей упрощает конструкцию преобразователей и повышает их надежность, не снижая достоинств системы водяного охлаждения, которая позволяет интенсивнее отводить тепло и увеличивать ток нагрузки вентиля. На основе этого способа охлаждения уже разработаны силовые вентили на токи 800, 1000, 1250 и 2000 А.

**Основные правила эксплуатации силовых вентилях.** Надежность работы силовых вентилях зависит не только от их качества, но и от соблюдения установленных правил эксплуатации,

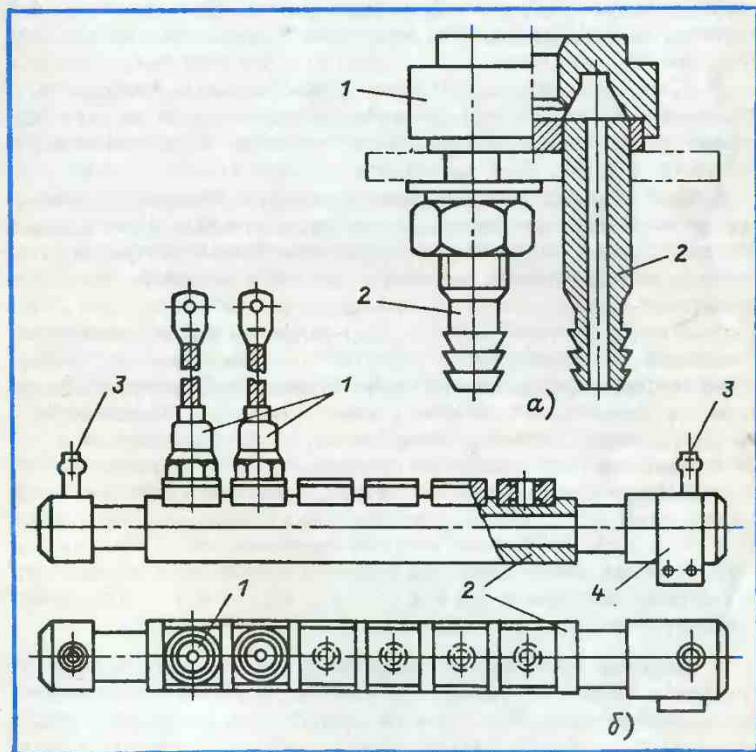


Рис. 52. Общий вид охладителей для водяного охлаждения мощных вентилях:

а — индивидуальный, б — групповой

хранения и проверки работоспособности приборов. Для обеспечения надежной работы преобразователей на силовых полупроводниковых вентилях необходимо соблюдать ряд общих эксплуатационных требований:

1. При работе в условиях естественного охлаждения вентили следует располагать таким образом, чтобы ребра радиаторов находились в вертикальной плоскости. При воздушном принудительном охлаждении вентили допускают работу в любом положении при условии параллельности ребер радиаторов направлению потока воздуха (допускается отклонение на  $10^\circ$ ).

2. Силовые вентили в электрошкафу следует располагать таким образом, чтобы обеспечить беспрепятственное их охлаждение и предохранить от дополнительного подогрева со стороны соседних блоков и аппаратуры.

3. Во всех режимах работы преобразовательного агрегата значения номинального рабочего напряжения и прямого тока вентилей не должны превышать допустимых, указанных в паспорте применяемых вентилях.

4. Силовые вентили являются герметичными приборами, и разборка их недопустима. В случае выхода вентилей из строя он должен быть заменен вентилями того же типа и с такими же параметрами ( $I_n$ ,  $U_n$ ,  $\Delta U_{n,ном}$  и др.).

5. При эксплуатации силовых вентилях необходимо их периодически очищать от пыли и других загрязнений, а также следить за тем, чтобы в окружающем воздухе не было токопроводящей пыли и паров кислот, щелочей и других химически активных продуктов.

6. Монтаж вентилях должен быть таким, чтобы обеспечивался надежный электрический и тепловой контакт между основанием вентилей и радиатором. При установке приборов штыревого типа на охладителях должен обеспечиваться определенный закручивающий момент, значение которого указывается в информационных материалах на силовые вентили. Это достигается применением специальных монтажных ключей. Для приборов таблеточной конструкции задается закручивающий момент на болтах, которыми фланец вентилей прижимается к охладителю. При меньшем закручивающем моменте возрастает тепловое сопротивление системы корпус — охладитель, что может привести к выходу прибора из строя вследствие перегрева.

7. Жесткое закрепление выводов может вызвать появление трещин в местах их выхода из корпуса прибора, что вызывает просачивание паров влаги внутрь корпуса. Это приводит к постепенному повышению прямого и обратного тока утечки тиристоры, и он теряет свои ключевые свойства.

При воздушном охлаждении кремниевых вентилях температура воздуха, окружающего преобразователь, не должна превы-



шать  $35^{\circ}\text{C}$ ; ее следует измерять на расстоянии 60 мм от радиатора со стороны входящего потока воздуха.

Для поддержания более высокого значения  $\cos \varphi$  целесообразно работать с меньшими значениями угла  $\alpha$  и, если есть возможность, полностью использовать для регулирования  $U_d$  ответвления на обмотках силового трансформатора с подрегулированием выпрямленного напряжения изменением угла  $\alpha$  на каждой ступени вторичного напряжения.

**Техника безопасности при эксплуатации преобразовательных установок.** На каждый силовой полупроводниковый преобразовательный агрегат должна быть местная инструкция по эксплуатации, составленная на основании рекомендаций завода-изготовителя и опыта эксплуатации.

Для обеспечения безопасности обслуживающего персонала корпус преобразователя должен быть надежно заземлен. При работе выпрямителя стенки кожуха должны быть закрыты. При необходимости снятия стенок для ремонта прежде следует отключить преобразователь от сети.

Вспомогательные цепи выпрямителей, электрически соединенные с катодами силовых вентилей, например блоки системы управления тиристорами, должны получать питание от специальных разделительных трансформаторов.

Если возникает необходимость осмотреть силовой блок преобразователя, когда его система управления находится под напряжением, то это следует делать стоя на диэлектрическом коврике, не касаясь шкафа одновременно двумя руками и пользуясь инструментом или проводами от измерительных приборов с изолированными ручками.

Работы по наладке и испытанию преобразователя (фазировка, проверка равномерности нагрузок по фазам и др.) организуются и проводятся как работы без снятия напряжения с установки. При этом следует применять дополнительные электрозащитные средства: изолирующие клещи, разделительные трансформаторы, диэлектрические перчатки и галоши.

## **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Чебовский О.Г., Моисеев Л.Г., Сахаров Ю.В. Силовые полупроводниковые приборы. Справочник. М.: Энергия, 1975. 512 с.
2. Розанов Ю.К. Основы силовой преобразовательной техники. М.: Энергия, 1979. 322 с.
3. Носов Ю.Р., Сидоров А.С. Оптроны и их применение. М.: Радио и связь, 1981. 280 с.
4. Китаев В.Е., Бокуняев А.А. Расчет источников электропитания устройств связи. М.: Связь, 1979. 216 с.
5. Справочник по преобразовательной технике/Под ред. И.М. Чиженко. Киев: Техника, 1978. 448 с.
6. Полупроводниковые выпрямители/Под ред. Ф.И. Ковалева и Г.П. Мостковой. М.: Энергия, 1978. 448 с.
7. Полупроводниковые приборы. М.: Информэлектро, 1982. 64 с.

## СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие . . . . .	3
1. Способы преобразования переменного тока в постоянный . . . . .	4
2. Основные типы силовых полупроводниковых приборов . . . . .	6
3. Основные схемы неуправляемых выпрямителей однофазного и трехфазного тока . . . . .	34
4. Управляемые выпрямители однофазного и трехфазного тока . . . . .	54
5. Работа выпрямителя на нагрузку различного характера . . . . .	66
6. Внешние характеристики и энергетические показатели преобразователей . . . . .	85
7. Системы управления преобразователями на тиристорах . . . . .	100
8. Защита преобразовательных установок . . . . .	115
9. Промышленные преобразовательные установки . . . . .	124
10. Эксплуатация и техника безопасности при обслуживании вентиляционных преобразователей . . . . .	127
Список литературы . . . . .	134

14 - транзисторы (коллектор, эмитер, база)

8 - диоды

34 - выпрямители (неуправл.)

55 - управ. выпр

55 - с нул точкой 1-фаза

58 - мостовой 1-фаза

60 - с нул т. 3-фаза

62 - мост 3-фаза

102 - узлы систем управл. (6фаза и 3фаза)

104 - вход. устр. вв (диодн. транзистор)



**ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ИЗДАНИЕ**

**ВСЕВОЛОД ИВАНОВИЧ ПРЕОБРАЖЕНСКИЙ**  
**ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ**

Редактор издательства И.А. См ор ч ко ва  
Обложка художника В.Я. Б а т и щ е в а  
Художественные редакторы  
В.А. Г о з а к-Х о з а к, О.П. Т и н я к о в а  
Технический редактор А.С. Д а в ы д о в а  
Корректор Г.А. П о л о н с к а я  
ИБ № 1028

Сдано в набор 29.07.85. (Набор выполнен на Композере ИБМ-82) .  
Подписано в печать 28.04.86. Т-11744. Формат 84X108 1/32.  
Бумага офсетная № 1. Гарнитура Универс. Печать офсетная. Усл.  
печ. л. 7,14. Усл. кр.-отт. 28,98. Уч.-изд. л. 8,82. Тираж 30000 экз.  
Заказ 5359. Цена 65 к.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10  
Ленинградская фабрика офсетной печати № 1 Союзполиграфпрома  
при Государственном комитете СССР по делам издательств, поли-  
графии и книжной торговли, 197101, Ленинград, ул. Мира, 3.

## УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ!

Энергоатомиздат готовит к изданию в 1987 г. следующие книги серии "Библиотека электромонтера":

**Айзенфельд А.И., Аронсон В.Н., Гловацкий В.Г.** Фиксирующий индикатор сопротивления ФИС. 4,5 л.

**Архипцев Ю.Ф., Котеленц Н.Ф.** Асинхронные электродвигатели. — 2-е изд., перераб. и доп. 7 л.

**Бранзбург Е.З., Каменский М.К., Хромченко Г.Е.** Кабели с пластмассовой изоляцией и муфты для их монтажа. 8,5 л.

**Комаров Д.Т.** Автоматизация электрических сетей 0,38 — 35 кВ в сельских районах. 6 л.

**Штемпель Е.П.** Полупроводниковый передатчик высокочастотной защиты АВЗК-80. 6,5 л.

**Юськив М.А.** Электрооборудование внутризаводского транспорта. 6 л.

Сведения о других книгах нашего издательства Вы можете найти в темплане Энергоатомиздата, который имеется во всех книжных магазинах, распространяющих научно-техническую литературу.

Еще больше электротехнической

литературы на

[www.biblio.narod.ru](http://www.biblio.narod.ru)