

## ВВЕДЕНИЕ

*Силовые полупроводниковые преобразователи* — это электротехнические устройства, предназначенные для преобразования электрической энергии одного вида в электрическую энергию другого вида. В их главных цепях используются силовые полупроводниковые приборы, а основным показателем качества является коэффициент полезного действия (КПД). Практически вся электрическая энергия в настоящее время вырабатывается и передается в виде трехфазного переменного тока постоянной частоты. Для обеспечения возможности регулирования и повышения КПД при использовании этой электрической энергии возникает необходимость преобразовывать ее в электрическую энергию постоянного тока или переменного тока регулируемой частоты. Электрическую энергию постоянного тока, полученную от электрохимических источников, очень часто приходится регулировать, стремясь сделать это с наименьшими потерями энергии. В еще недавнем прошлом это преобразование осуществлялось с помощью электромеханических вращающихся преобразователей, а функции регулирования зачастую перекладывались на механические узлы (редукторы, вариаторы, дроссельные заслонки и т. п.), имеющие низкий КПД. Такое устаревшее оборудование находится в эксплуатации и в настоящее время.

Развитие полупроводниковых приборов, которое привело в 60-е годы к появлению на рынке силовых кремниевых диодов и тиристоров, позволило создать силовые полупроводниковые преобразователи, которые являются почти идеальным средством преобразования электрической энергии. Так, на атомных ледоколах" типа «Арктика» использованы неуправляемые выпрямители в контурах главного тока ГЭУ мощностью свыше 10 тыс. кВт и управляемые выпрямители для питания обмоток возбуждения главных генераторов и гребных двигателей, в том числе реверсивные. На ледоколах типа «Капитан Измайлов» применен управляемый выпрямитель в цепи главного тока ГЭУ. Ледоколы типа «Таймыр» оснащены гребной электрической установкой переменного-переменного тока с тиристорным преобразователем частоты мощностью 3х12,5 тыс. кВт. Менее мощные преобразователи используются в электроприводах постоянного тока для кранов, лебедок (в том числе буксирных), где необходимо обеспечить

режимы реверса и рекуперативного торможения.

Полупроводниковые преобразователи состоят из силовых, а также управляющих и регулирующих цепей.

*Силовые цепи* включают в себя электрически соединенные между собой силовые полупроводниковые приборы (тиристоры, транзисторы и диоды), защитные и коммутационные аппараты, резисторы, конденсаторы, дроссели и трансформаторы, контактные зажимы. К силовым цепям относятся также питающие и выходные сборные шины, кабели, а также силовые розетки и вилки. К силовой части нужно отнести и узлы системы охлаждения, такие, как охладители (радиаторы), вентиляторы, воздухопроводы, насосы, теплообменники, фильтры, вентили и т. п. Все это конструктивно объединяется несущим каркасом или шкафом.

*Управляющие и регулирующие цепи*, а также цепи контроля состоят из маломощных дискретных и интегральных полупроводниковых элементов, пассивных элементов, миниатюрных реле, маломощных трансформаторов, переходных контактов, которые чаще всего устанавливаются на платах с печатными соединениями. Платы размещаются в кассетах или закрепляются в преобразователях иными способами. К цепям контроля относятся устройства сигнализации, диагностики, датчики, измерительные приборы и т.п.

Силовые полупроводниковые преобразователи являются статическими, бесконтактными и имеют высокую эффективность.

*Статический характер* силовых полупроводниковых преобразователей обусловлен тем, что преобразование электрической энергии осуществляется в полупроводниковой структуре без механического движения и, следовательно, без износа деталей под влиянием трения. Здесь существует только движение электрических зарядов и их носителей, которое подчиняется законам электродинамики.

*Бесконтактный характер* этих преобразователей определяется тем, что включение и отключение электрического тока происходит без видимого прерывания цепей, без электрической дуги и без износа материала коммутирующего перехода.

*Высокая эффективность* полупроводниковых преобразователей обусловлена вольт-амперными характеристиками силовых полупроводниковых приборов, которые приближаются к идеальным характеристикам устройств коммутации, не имеющих потерь. Они обладают высокой электрической проводимостью (малое падение напряжения) в прямом проводящем направлении и высоким электрическим сопротивлением (малый ток утечки) в обратном направлении и в закрытом состоянии. Следовательно, преобразование электрической энергии происходит с минимальными потерями. При преобразовании электрической энергии переменного тока в электрическую энергию постоянного тока происходит экономия энергии на 10-40% по сравнению с классическими вращающимися и контактными устройствами. Кроме того, высокая эффективность обеспечивает высокую надежность, готовность к работе, быстродействие и

качество регулирования. Эти свойства позволяют повысить производительность промышленного оборудования с полупроводниковыми преобразователями на 30-50%, благодаря чему возникает вторичная экономия энергии, которая обычно гораздо выше, чем прямая (непосредственная) экономия.

В то же время устройства силовой электроники в большинстве случаев дороже классических преобразователей и требуют более высокой квалификации обслуживающего персонала. Часто они оказывают неблагоприятное влияние на электрическое напряжение питающей сети вследствие низкого коэффициента мощности ( $\cos\phi$ ) по первой гармонической составляющей и несинусоидальной формы потребляемого тока. Однако при комплексной оценке эффективности использования силовых преобразователей необходимо учитывать общий долговременный эффект, а не только единовременные капитальные затраты. Длительная практика внедрения силовой электроники доказывает ее абсолютное преимущество перед устаревшими вращающимися и контактными устройствами и высокую долговременную экономическую эффективность.

В ближайшем будущем силовые полупроводниковые преобразователи на судах получат еще большее распространение, во-первых, для регулирования электроприводов с вентиляторной нагрузкой (центробежных насосов и вентиляторов), обеспечивающих заметное повышение КПД при частичной нагрузке; во-вторых, в валогенераторных установках, работающих с изменяющейся частотой вращения, но с постоянной частотой вырабатываемого напряжения; в-третьих, для питания нагрузки постоянного тока с переменными параметрами (системы зарядки аккумуляторов, устройства защиты корпуса и винта судна от коррозии). Дальнейшее развитие получают и ГЭУ различного типа, в том числе для малотоннажных аккумуляторных экологически чистых судов.

## **1. Основные способы преобразования электрической энергии**

Силовые полупроводниковые преобразователи можно систематизировать по различным критериям. Чаще всего такая систематизация проводится в соответствии с принципиальными особенностями схемы и функциональным назначением; с областью применения; с мощностью; с особенностями конструкции; со способом охлаждения.

Систематизация преобразователей в соответствии с принципиальными особенностями схемы связана с их функциональным назначением, как это схематически показано на рис. 1. Стрелка *a* показывает преобразование переменного тока (или напряжения) в постоянный (выпрямители), стрелка *b* соответствует преобразованию постоянного тока в постоянный ток с другими параметрами, чаще всего регулируемые (импульсные преобразователи постоянного тока), стрелка *c* означает преобразование постоянного тока в переменный (инверторы), а стрелка *d* — преобразование переменного тока в

переменный с другими параметрами (преобразователи переменного тока с фазовым или импульсным управлением). На рисунке 1-1 показаны только основные типы прямого преобразования. Чаще встречаются различные комбинированные способы преобразования, например преобразование переменного тока в постоянный, а затем снова в переменный с постоянными или регулируемыми частотой и напряжением.

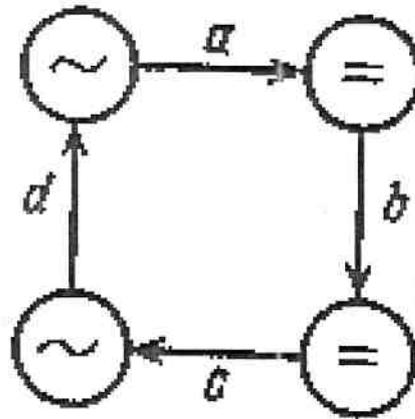


Рисунок 1-1. Наглядное изображение четырех основных видов преобразования электроэнергии при помощи силовых полупроводниковых преобразователей

На рисунке 1-2 показаны способы регулирования электрической энергии.

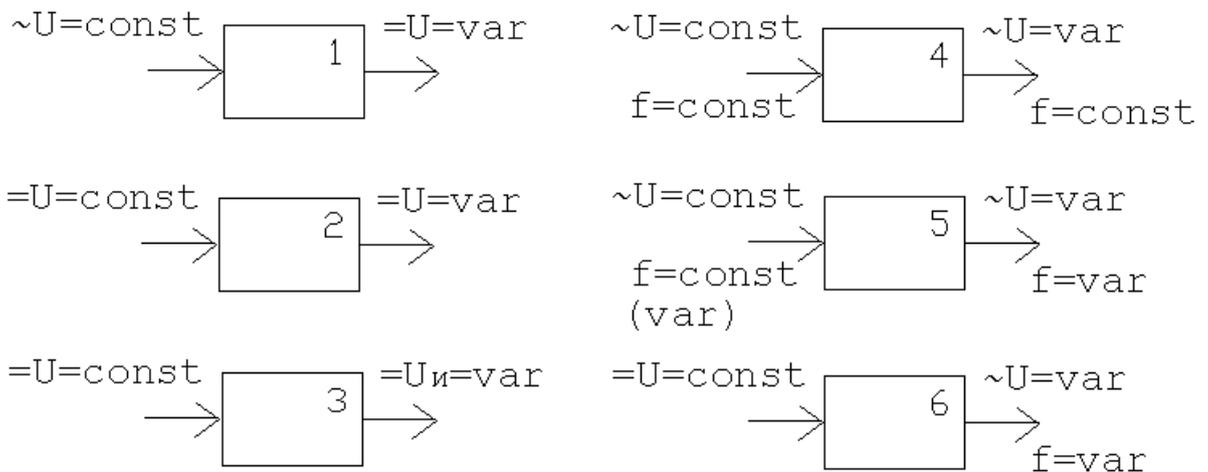


Рисунок 1-2. Способы регулирования электрической энергии

С учетом области применения преобразователи можно систематизировать по следующим группам: для промышленных электроприводов; тяговых электроприводов; агрегатов бесперебойного и

резервного питания; гальванотехники и электрохимии; индукционного нагрева; печей сопротивления и освещения; устройств коммутации переменного и постоянного тока; сварки; возбуждения синхронных машин; питания электромагнитов; зарядки аккумуляторных батарей; электростатических установок; катодной, защиты металлических конструкций; линий электропередачи высокого и сверхвысокого напряжения; компенсации реактивной энергии.

Эта классификация не является исчерпывающей и полной. Применение полупроводниковых преобразователей распространяется на новые области человеческой деятельности. Преобразователи не только вытесняют изготовленное ранее и эксплуатируемое до настоящего времени оборудование, но и позволяют осуществлять новые технические решения, которые вообще не были возможны при использовании классических электротехнических аппаратов и устройств.

Систематизация преобразователей *в соответствии с мощностью* не имеет в литературе единых, нормализованных критериев и используется редко. В обычной практике и с учетом специфических особенностей преобразователей в отдельных диапазонах мощностей можно разделить силовые преобразователи на следующие группы:

- малой мощности - до 10 кВт;
- средней мощности - от 10 до 250 кВт;
- большой мощности - от 250 кВт до 1 МВт;
- сверхбольшой мощности - более 1 МВт.

*Преобразователи малой мощности* до 10 кВт имеют в большинстве случаев компактное или встроенное исполнение и специальное целевое назначение. Серийность их изготовления относительно велика. Если они не имеют встроенного исполнения, то, как правило, имеют высокую степень защиты, а иногда масляное охлаждение. В последнее время в качестве основных элементов силовых цепей в них используются силовые транзисторы.

*Преобразователи средней мощности* от 10 до 250 кВт являются наиболее распространенными. Они выполняются конструктивно в виде шкафа, в последнее время с использованием унифицированных блоков и узлов. В них применяются тиристоры и диоды со штыревым корпусом и интегральные силовые полупроводниковые модули с номинальным током до 160-250 А. Они обычно имеют собственное естественное или принудительное воздушное охлаждение и относительно низкую степень защиты. Шкафы имеют обычно стандартизованные размеры, чтобы обеспечить возможность их установки в общий щит с односторонним доступом. Обычно их выпускают в различном исполнении по мощности в виде стандартных преобразовательных установок со стандартными цепями управления и специально не приспособливают к устройствам, которые они питают. Шкафы устанавливаются в обычных помещениях с нормальными климатическими условиями. Питаемые от них устройства могут находиться на расстоянии десятков и даже сотен метров, причем часто используются

дистанционное управление и контроль.

*Преобразователи большой мощности* от 250 кВт до 1 МВт также относятся к изделиям силовой электроники. Конструктивно они выполняются в виде шкафов. В них используются таблеточные тиристоры и диоды, часто с водяным охлаждением. Они обычно имеют специальное назначение, например: преобразователи для тяговых электродвигателей, для прокатных станов, для возбуждения синхронных машин, для транспортеров, для насосов, для индукционного нагрева и т. п. Они все чаще поставляются совместно с тем технологическим оборудованием, для питания которого предназначены. Сложные технологические регуляторы обычно размещают в специальном шкафу информационной электроники. В последнее время такие преобразователи снабжаются микропроцессорным управлением или же управляются от той же управляющей ЭВМ, что и вся технологическая линия или весь производственный процесс.

*Преобразователи сверхбольшой мощности* свыше 1 МВт всегда имеют специальное назначение. В них часто используются параллельное и последовательное соединения таблеточных полупроводниковых приборов с водяным или испарительным охлаждением. Они применяются в электроприводах предельной мощности, например в электроприводах вращающихся цементных печей, мельниц, шахтных подъемников, прокатных станов, локомотивов, судов, а также для линий электропередачи сверхвысокого напряжения, в статических компенсаторах и для установок индукционного нагрева. Конструктивно они выполняются в виде ряда шкафов или в виде самостоятельной части строительной конструкции — в специальном климатизированном зале.

При систематизации преобразователей в соответствии с мощностью необходимо учесть, что этот критерий применим только к преобразователям одинакового функционального назначения и с приблизительно одинаковыми техническими параметрами. Например, преобразователь частоты с определенной выходной мощностью будет примерно в 2 раза больше, чем управляемый выпрямитель такой же мощности, так как кроме выпрямителя он содержит еще и такой же или даже больший инвертор. Аналогично этому инвертор с большим диапазоном регулирования будет больше и дороже инвертора той же мощности, но с меньшим диапазоном регулирования. На габариты и цену преобразователя оказывают существенное влияние также климатические условия, степень защиты и другие технические требования.

Систематизация преобразователей в соответствии с особенностями конструкции тесно связана с двумя предыдущими видами систематизации (в соответствии с областью применения и мощностью). Конструкция преобразователей должна отвечать климатическим условиям, в которых они будут работать, и мощности потерь, которую нужно от них отвести. Вопрос о том, нужно ли преобразователь приспособить к условиям окружающей среды или лучше создать соответствующие климатические условия для данного преобразователя, является по существу экономическим вопросом, который решается простым экономическим расчетом. Изготовление преобразователя

в исполнении, удовлетворяющем неблагоприятным климатическим условиям, увеличивает его стоимость, однако немало стоит и создание нормальных климатических условий в помещении для преобразователя. Как правило, оказывается дешевле купить обычный серийно выпускаемый преобразователь и разместить его в помещении с нормальными климатическими условиями.

В соответствии с конструкцией преобразователя можно разделить на встраиваемые, компактные, шкафы и камерные.

*Встраиваемый преобразователь* представляет собой комплектное устройство, которое обычно без всякого защитного кожуха устанавливается и закрепляется внутри оборудования, для которого преобразователь предназначен. Электрические соединения силовых и управляющих цепей обеспечиваются винтовыми зажимами или электрическими разъемами. Встраиваемые преобразователи используются, например, в обрабатывающих и текстильных станках, подъемниках, транспортных механизмах и т. д. Преобразователь в этом случае является неотъемлемой составной частью этого оборудования, он приспособлен к нему своей формой, способом охлаждения, степенью защиты и климатическим исполнением.

*Компактная конструкция преобразователя* характерна тем, что конструктивные решения ее механической и электрической частей направлены на возможно более тесное размещение всех его элементов и узлов с учетом допустимых расстояний между токоведущими частями и минимальных путей токов утечки по поверхности изоляции. Преобразователь оформляется в виде единой конструкции и закрывается защитным металлическим, а иногда изоляционным кожухом. Силовые и управляющие цепи находятся в тесной близости, иногда прямо на общей панели. Так как компактные преобразователи имеют относительно небольшую мощность потерь, их охлаждение в большинстве случаев выполняется естественным воздушным. Иногда используется небольшой вентилятор для обеспечения хотя бы минимального принудительного движения воздуха в преобразователе. Элементы, в которых возникают наибольшие потери тепла (такие, как диоды, тиристоры, транзисторы, шунты, резисторы и т. п.), иногда крепятся через прокладку к внутренней поверхности кожуха, что обеспечивает тепловой контакт и охлаждение через кожух. В качестве прокладки используются электроизоляционные, но хорошо проводящие тепло пластинки из слюды, полиэтилена или корунда. Большим прогрессом в этом направлении является применение интегральных силовых полупроводниковых модулей с изолированным основанием, которые можно устанавливать непосредственно на стенки кожуха преобразователя, служащие охладителями. Компактная конструкция отличается от встраиваемой практически только тем, что компактный преобразователь является самостоятельным изделием с собственным кожухом, предназначенным для крепления на стене, в распределительном устройстве или на оборудовании, которое он питает. Сюда относятся различные зарядные устройства, небольшие преобразователи частоты для питания асинхронных

электродвигателей, импульсные преобразователи для регулирования постоянного тока и т. п. Конструкция силовых и управляющих цепей компактного преобразователя разрабатывается специально для данного преобразователя с тем, чтобы обеспечить минимальные массу и габарит и, как правило, не предполагает их. использование в преобразователе другого типа или в серии преобразователей с рядом исполнений по мощности. Обычно такие узлы и невозможно выделить из единой конструкции компактного преобразователя.

Конструкция *преобразователей типа шкафа* чаще всего используется для преобразователей средней и большой мощности. Шкафы изготавливаются из листового металла с помощью сварки или резьбовых креплений и имеют различные поверхностные покрытия. Шкафы отдельных изготовителей имеют в большинстве случаев стандартизованные размеры и форму, а также унифицированную технологию изготовления. Элементы в шкафах крепятся на планках, рамах, скобах, панелях и т. д. Отдельные узлы относительно часто повторяются и используются во многих типах преобразователей. Управляющие цепи конструктивно выполняются на больших платах и часто размещаются на дверях шкафа или в кассете, но всегда отдельно от силовых цепей. Шкафы обычно имеют принудительное воздушное охлаждение с нагнетательной или вытяжной вентиляцией. Водяное охлаждение используется пока только в преобразователях большой и сверхбольшой мощности. Модули с изолированным основанием (фланцем) принесли с собой новые возможности использования водяного охлаждения также и в области малых и средних мощностей.

Преобразователи самой большой мощности выполняются *камерной конструкции*. При таком конструктивном решении защитная оболочка отсутствует полностью и оборудование размещается в электропомещениях (камерах), которые специально строятся для этого преобразователя, или в помещении распределительных устройств вместе с другим электрооборудованием. Так выполняются преобразователи для передачи электроэнергии сверхвысоким напряжением постоянного тока, а также преобразователи для получения сверхбольших токов в электрохимии. Преобразователи на сверхбольшие токи устанавливаются в непосредственной близости от потребителя этого тока, чтобы длина токопроводов сверхбольших токов, была минимальной. Это необходимо не только для уменьшения расхода цветных металлов, но и для снижения потерь электроэнергии в этих токопроводах. Эти преобразователи, как правило, охлаждаются водой.

*По способу охлаждения* преобразователи можно разделить на преобразователи с естественным воздушным охлаждением; с принудительным воздушным охлаждением; с проточным жидкостным охлаждением; с объемным жидкостным охлаждением; с испарительным охлаждением.

Существуют также различные комбинации этих способов охлаждения, например с двумя водяными контурами, одним воздушным и одним водяным контурами, комбинация испарительного и водяного охлаждения.

В качестве охлаждающей жидкости для систем с проточным жидкостным охлаждением обычно используется вода, реже масло. Для испарительного охлаждения используется жидкость с низкой температурой кипения при самотечном возврате конденсата в резервуар или испаритель. В большинстве случаев тепловые потери не утилизируются, а отдаются в окружающее пространство.

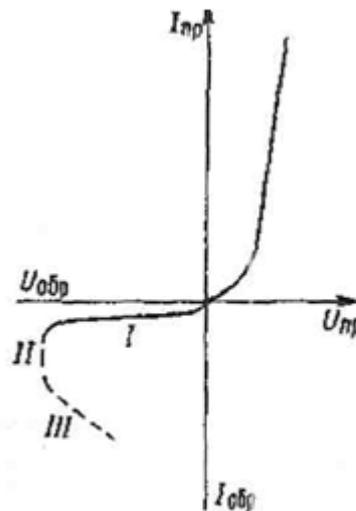
Простые преобразователи могут реализовать не все необходимые на практике режимы работы. Так, простой преобразователь может работать лишь в одном или двух квадрантах диаграммы ток — напряжение, поскольку ток через него может протекать только в одном направлении. Для повышения мощности диоды и тиристоры, ток и напряжение которых ограничены, включаются в простых преобразователях параллельно или последовательно. С учетом необходимости улучшения коэффициента мощности, снижения содержания высших гармоник как на стороне постоянного, так и на стороне переменного тока, а также для повышения нагрузочной способности необходимо при мощности свыше 1 МВт включать несколько простых преобразователей последовательно или параллельно; такие преобразователи относятся к комбинированным. Встречно-параллельное включение простых преобразователей может понадобиться для изменения направления тока.

Кроме того, определенные схемы, например преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока (двухзвенные преобразователи), основаны на многократном преобразовании энергии.

## 2. Силовые полупроводниковые приборы

### 2.1 Полупроводниковые приборы

Полупроводниковым диодом называется прибор с одним р-п-переходом и двумя выводами. Диоды имеют нелинейную ВАХ показанную ниже. Особенностью диода является относительно малое падение напряжения при прохождении прямого тока (немногим больше потенциального барьера) и относительно малый обратный ток при обратном напряжении и нормальном режиме эксплуатации (участок I на рисунке 2.1). При увеличении этого напряжения происходит резкое увеличение тока, вызванное электрическим пробоем (участок II). Последний для большинства диодов имеет лавинный характер, а для некоторых - полевой. При снятии напряжения ток через прибор прекращается и диод остается исправным, т. е. лавинный прибор является обратимым. На участке III имеет место тепловой пробой, так как с увеличением напряжения растет ток, мощность, выделяемая в р-п-переходе, вызывает разогрев кристалла, при этом увеличивается количество неосновных носителей, приводящее к увеличению тока, и прибор выходит из строя.



Различают следующие разновидности полупроводниковых диодов:

Рисунок 2-1. ВАХ р-п перехода

- вентиляльные;
- туннельные и обращенные;
- варикапы;
- кремниевые стабилитроны (диоды Зенера), стабисторы;
- фото, магнито- и светоизлучающие диоды.

Вентиляльные диоды (ВД) предназначаются, для выпрямления переменного тока, т. е. являются основным элементом выпрямительных устройств.

В судовых установках наибольшее применение получили кремниевые ВД, реже используются германиевые (селеновые и меднозакисные практически вышли из употребления).

Кремниевые ВД имеют более высокие значения обратного напряжения, обладают меньшими обратными токами и более высокой допустимой температурой ( $125^{\circ}$  против  $70^{\circ}\text{C}$ ), чем германиевые, поэтому применяются чаще, несмотря на более высокое падение напряжения в прямом направлении ( $0,7 \dots 1,3 \text{ В}$ ) по сравнению с последними, для которых  $dU_{np} = 0,3 \dots 0,5 \text{ В}$ .

По мощности ВД подразделяются на маломощные (до  $0,3 \text{ А}$ ), средней ( $0,3 \dots 10 \text{ А}$ ) и большой мощности ( $10 \dots 1000 \text{ А}$  и выше). Максимальное обратное напряжение кремниевых ВД достигает нескольких киловольт.

ВД могут включаться параллельно и последовательно. При параллельном включении, необходимом для обеспечения большего, чем у одного диода, прямого тока, следует подбирать прямые ветви ВАХ так, чтобы при одинаковых  $dU_{,,p}$  токи через параллельно включенные диоды различались не более чем на 10%. Последовательное включение, необходимое для повышения обратного напряжения, требует аналогичного подбора обратных ветвей ВАХ диодов. Для равномерного распределения обратных напряжений между последовательно включенными диодами их шунтируют резисторами, сопротивления которых одинаковы и по величине меньше величины обратного сопротивления диодов. Среди мощных диодов большое распространение получили лавинные. Благодаря особой технологии изготовления, обеспечивающей весьма однородную структуру и исключаяющей утечки тока по краю полупроводникового кристалла, ВАХ таких диодов практически одинаковы, что облегчает их использование при параллельном и последовательном включении.

Кремниевые стабилитроны (КС) - это диоды с повышенной концентрацией примесей в *p*- и *n*-областях. Это приводит к тому, что лавинный пробой у них наступает при относительно малых ( $3,3 \dots 100\text{В}$ ) обратных напряжениях. Рабочим участком ВАХ стабилитронов является ее обратная ветвь (рисунок 2-1). При обратном напряжении в *p-n*-переходе возникает сильное электрическое поле, вызывающее лавинное увеличение потока носителей, поэтому рост обратного тока происходит при малом изменении обратного напряжения, что и используется для стабилизации напряжения в нагрузке.

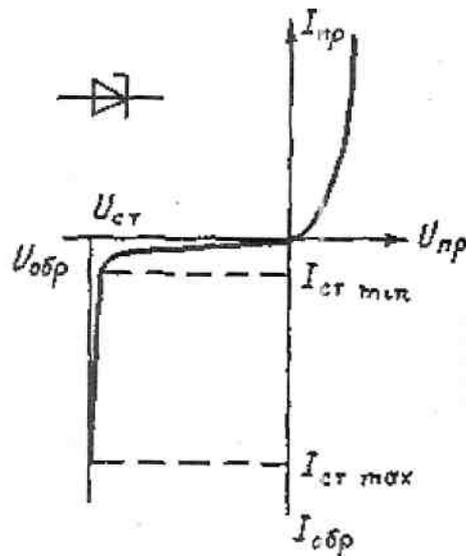


Рисунок 2-2. Характеристика стабилитрона

КС используются в параметрических и более сложных стабилизаторах напряжения.

Если требуется стабилизировать напряжение меньше 3.3 В, то для этой цели можно использовать прямую ветвь ВАХ диода или стабилитрона; такой диод называется стабистором. Стабилитроны и стабисторы можно включать последовательно, но нет смысла применять их параллельное включение (работать будет один).

Туннельные диоды (ТД) отличаются тем, что в них еще больше концентрация примесей в  $p$ - и  $n$ -слоях. В результате этого на энергетической диаграмме областей (рисунок 2-3, а) за счет внедрения акцептора в  $p$ -слой и донора в  $n$ -область зоны валентная и проводимости расширяются и появляется зона перекрытия ЗП, через которую возможен так называемый туннельный переход электронов из валентной зоны в зону проводимости (и обратно), минуя запрещенную зону и без затраты энергии. Возникают равные по величине прямой и обратный туннельные токи. При подаче внешнего прямого напряжения зона перекрытия уменьшается, при некотором его значении исчезает, становятся равными нулю и оба тока, но характер их спада различный, так как прямому току внешнее напряжение способствует, а обратному противодействует. Одновременно с увеличением  $U_{пр}$  проявляется обычный прямой ток  $p$ - $n$ -перехода. Сумма всех трех токов приводит к получению N-образной ВАХ, характерной для ТД (рисунок 2-3, б).

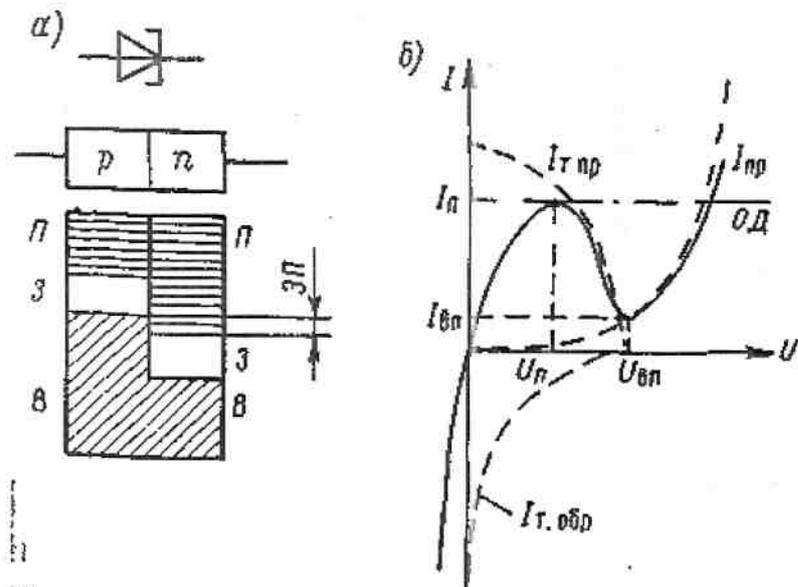


Рисунок 2-3. Диаграмма работы (а) и характеристика (б) туннельного диода (ОД -обращенный диод)

Основные параметры ТД - токи пика  $I_p$ , и впадины  $I_{вп}$ , напряжения пика  $U_n$  и впадины  $U_{вп}$ . ТД работают при очень малых значениях напряжения. Изготавливаются они из германия и арсенида галлия, имеют очень высокое быстродействие, стойки к радиационному облучению, не допускают приложения обратного напряжения, так как обратный ток быстро растет.

Обращенным диодом (ОД) называется ТД с чуть меньшей концентрацией примесей, не имеющий участка ВАХ с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Его характеристика напоминает ВАХ обычного диода, но прямая ветвь играет роль обратной, и наоборот. В настоящее время применение ТД и ОД невелико.

Варикап (ВК) - обычный диод, используемый как переменная емкость. При рассмотрении свойств p-n-перехода было установлено наличие слоя, обедненного носителями электричества, между областями с p- и n-проводимостями, т. е. практически конденсатора с начальной емкостью  $C_0$ , зависящей от толщины и площади этого слоя и материала полупроводника. Если приложить к ВК напряжение отрицательной полярности („плюс" - к n-области), то толщина слоя увеличится, емкость уменьшится, характеристика будет иметь вид, показанный на рисунке 2-4. Напряжение противоположной полярности не используется. Используется ВК как регулируемый электрическим путем конденсатор без подвижных частей.

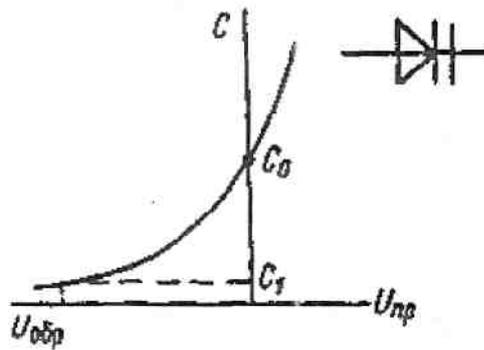


Рисунок 2-4. Характеристика варикапа

Светоизлучающий диод (СИД)-диод, изготовленный из фосфида галлия или карбида кремния, имеющий р-п-переход с относительно большой запрещенной зоной и один из слоев, обычно *n* - тонкий, полупрозрачный (рисунок 2-5). При протекании прямого тока (1... 100 мА) происходят акты рекомбинаций электронов и дырок в р-п-переходе с выделением энергии в виде квантов света. В зависимости от материала полупроводника излучение может быть красным, желтым, зеленым и даже голубым. Применяются в качестве элементов индикаторных устройств, требуют напряжение 1,5... 3,5В, обладают высокой механической прочностью, стабильны.

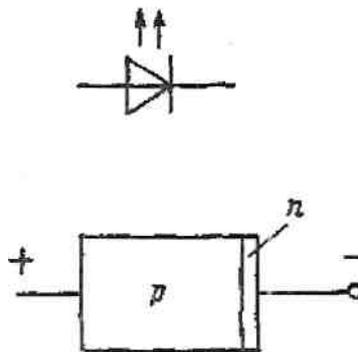


Рисунок 2-5. Устройство светодиода

Фотодиод (ФД) - полупроводниковый прибор, преобразующий энергию света в электрический сигнал. При попадании света через полупрозрачный слой (обычно *n*) в область р-п-перехода в последнем генерируются пары электрон-дырка, которые потенциальным барьером сортируются, дырки отбрасываются в область *p*, а электроны - в область *n*. Часть их используется для восстановления потенциального барьера, поэтому КПД много меньше 1. В результате этой сортировки на внешних выводах ФД появляется напряжение (меньшее, чем величина потенциального барьера), т. е. происходит прямое преобразование светового потока в напряжение. Это так называемый генераторный режим он используется в фотоэкспонетрах, люксметрах и кремниевых солнечных батареях. В последних отдельные элементы включаются последовательно и параллельно для повышения выходного напряжения и тока. КПД ФД в последни

двумя встречно включенными переходами (рисунок 2-6). В биполярном транзисторе эти области обычно выполняются на базе одного монокристалла германия или кремния путем введения соответствующих примесей методом сплавления или диффузии. В зависимости от расположения областей могут быть созданы триоды *p-n-p*- и *n-p-n*-типа. Средняя область транзистора носит название базы (основания), а крайние - эмиттера и коллектора.

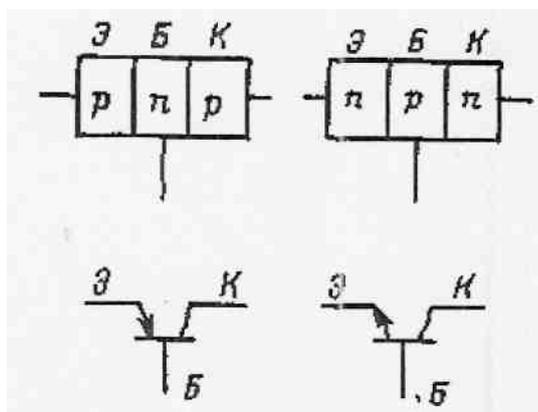


Рисунок 2-6. Структура и условные обозначения биполярных транзисторов *p-n-p*- и *n-p-n*-типов

Обычно концентрация основных носителей в эмиттере и коллекторе на два-три порядка выше, чем в базе. Толщина базы делается как можно меньшей (1... 20 мкм).

В обычно используемых транзисторах площадь эмиттерного перехода много меньше, чем коллекторного. Поэтому, несмотря на структурную симметрию, характеристики и параметры инверсно включенных транзисторов будут существенно различными (под инверсным понимают такое включение транзистора, когда эмиттер и коллектор меняются местами). Это приходится иметь в виду при построении схем с последовательным включением транзисторов.

Принцип действия транзистора рассматривать не будем, т.к. он должен быть вам известен. Рассмотрим только ключевой режим работы, который используется в силовой преобразовательной технике.

Ключевой режим (режим переключения). Этот режим является предельным в работе транзистора. В этом случае транзистор может длительно находиться только в двух состояниях: насыщения и отсечки. В состоянии насыщения от источника сигнала через входную цепь транзистора протекает ток, бо'льший, чем необходимо для получения максимального коллекторного тока, который практически зависит только от сопротивления внешней нагрузки, так как падение напряжения между коллектором и эмиттером насыщенного транзистора составляет обычно менее 0,1 В. Очень малы также напряжения  $U_{бэ}$ , и  $U_{бк}$ , и поэтому все три электрода насыщенного транзистора можно считать эквипотенциальными. Иногда транзистор в этом состоянии называют полностью открытым.

В состоянии отсечки напряжения на обоих переходах - эмиттерном и коллекторном - приложены в запирающем направлении (для этого, например, в схеме с ОЭ на базу ППТ *p-n-p-типа*. подается положительное напряжение сигнала или отдельного источника), ток эмиттера очень мал и цепь эмиттера можно считать разомкнутой ( $R_{ЭК} = 0.1 \dots 10 \text{ МОм}$ ). Ток коллектора равен току базы.

Одним из преимуществ ключевого режима является малое влияние окружающей температуры на параметры транзистора. Действительно, в состоянии насыщения транзистор открыт и повышение температуры окружающей среды будет только способствовать установлению этого состояния, а в состоянии отсечки всегда можно создать на базе транзистора такое положительное смещение, которое обеспечит надежное запираение его при расчетной температуре среды.

Другим важным преимуществом рассматриваемого режима является возможность передать в нагрузку значительно большую мощность, чем при работе в активном режиме, т. е. в любой точке нагрузочной прямой или переходной характеристики. В этом случае мощность, выделяемая в нагрузку, может быть увеличена в 2-2,5 раза.

Для обеспечения быстрого перехода транзистора из области насыщения в область отсечки необходимо, чтобы сигналы, подаваемые на базу, были достаточными по величине и прикладывались скачком (имели бы крутые передний и задний фронты). Однако, поскольку процессы, происходящие в транзисторах, связаны с перемещением зарядов (электронов и дырок), установление максимального тока через транзистор (при подаче отпирающего сигнала) происходит не мгновенно, а с некоторым запаздыванием.

В режиме насыщения у транзистора происходит накопление в области базы большого количества неосновных носителей за счет избыточного базового тока. Поэтому процесс запираения транзистора (переход из режима насыщения в режим отсечки) при подаче соответствующего сигнала связан с некоторым запаздыванием. Вначале происходит рассасывание неосновных носителей. Ток коллектора при этом остается постоянным, затем он спадает по кривой, близкой к экспоненте. Таким образом, полное время выключения транзистора обычно в 2-3 раза больше времени включения, что необходимо учитывать при проектировании ряда схем.

На режим переключения существенное влияние могут оказать и параметры нагрузки. Например, если она имеет емкостный характер, то процесс отпираения или запираения транзистора затягивается.

## 2.2 Полевые транзисторы

Рассмотренные выше биполярные транзисторы управляются током и потребляют от источника сигнала заметную мощность. Это в ряде случаев затрудняет их использование, и поэтому в таких ситуациях более предпочтительны так называемые полевые (канальные) транзисторы.

Полевые транзисторы (ПТ) практически не потребляют входного тока и являются униполярными, так как ток в них обеспечивается движением только основных носителей, а его характер определяется изменением сечения проводящего канала. Полевые транзисторы делятся на два типа - с затвором в виде р-п-перехода и с изолированным затвором.

ПТ с р-п-переходом (рисунок 2-7, а) представляет собой пластину (канал) из полупроводника типа  $n$  (существуют и ПТ с каналом типа  $p$ , но они уступают рассматриваемому по частотным свойствам и уровню шумов), к торцам которого присоединяются омические контакты. Один из них называется истоком, а другой - стоком. Через первый в прибор от внешнего источника втекают основные носители (электроны), через второй - вытекают.

Соответственно на сток подается положительный потенциал относительно истока. В средней части прибор имеет сужение, в котором к основному полупроводнику присоединяется полупроводник  $p$ -типа, и в этом месте образуется р-п-переход.

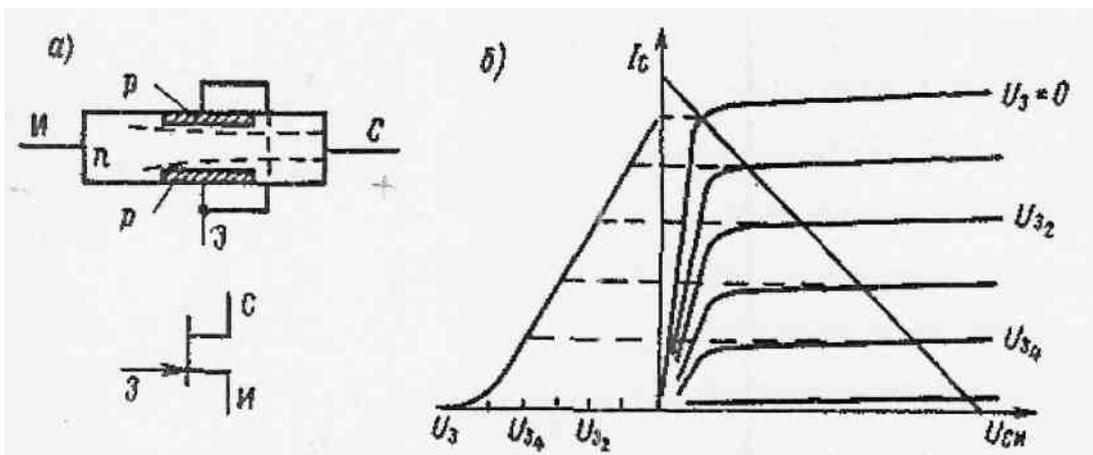


Рисунок 2-7. Полевой транзистор с р-п-переходом: -конструкция (а) и характеристики (б)

Существуют и другие разновидности ПТ: с цилиндрической кольцевой проточкой (тек нетрон), с  $p$ -областью, расположенной только с одной стороны основного кристалла и т. д. Область с  $p$ -проводимостью называется затвором.

При управляющем напряжении  $U_{зУ} = 0$  и подключении источника питания между стоком и истоком по каналу течет ток, который зависит от сопротивления канала (рисунок 2-7, б). При малых значениях  $U_{дс}$  рост тока определяется включением в процесс переноса все большего количества электронов, имеющих в канале. Когда они все вовлечены в этот процесс, рост тока прекращается. При прохождении тока в области стока наблюдается естественное повышение концентрации электронов, они создают по периметру канала отрицательный объемный заряд, определяющий некоторое сужение канала, даже при  $U_{зУ} = 0$  (рисунок 2-7, а). Если на затвор подать отрицательное по отношению к истоку напряжение ( $U_{зУ} < 0$ ), то электроны канала будут оттесняться ближе к его оси, т. е. сечение канала будет

уменьшаться, и тем меньше будет ток стока. Таким образом, единственный в этом приборе р-п-переход смещен в обратном направлении, что определяет его высокое входное сопротивление, а сам ПТ представляет собой прибор, управляемый не током, а полем. При дальнейшем увеличении отрицательного напряжения на затворе канал закроется и ток через него станет равным нулю. Это напряжение называется напряжением отсечки.

Ток стока ПТ при изменении температуры и соответствующем подборе его параметров меняется мало, что выгодно отличает ПТ от биполярных. Изготавливаются ПТ с р-п-переходом из арсенида галлия, кремния и некоторых других материалов, быстродействие их немного меньше, чем у биполярных.

*Полевые транзисторы с изолированным затвором*, называемые также МОП- (металл-окисел-полупроводник) или МДП-транзисторами (металл-диэлектрик-полупроводник), имеют две модификации - *со встроенным и с изолированным каналом* (каждая из них может иметь канал *n*- и *p*-типа). На рисунке 2-8 показана модификация МДП-транзистора со встроенным каналом типа *n*. В подложке (обычно слабо легированная область *p*) формируются из материала типа *n* две области - истока и стока, имеющие выводы, а также тонкая перемычка между ними - канал такой же проводимости. Поверх канала наносится тонкий слой изолятора - диэлектрика, например двуокиси кремния, а сверху напыляется металлический электрод - затвор, также имеющий внешний вывод. Таким образом, затвор электрически изолирован от цепи сток-исток, и поэтому входное сопротивление прибора чрезвычайно велико (до  $10^{15}$  Ом). Подложка обычно соединяется с истоком либо при изготовлении прибора, либо имеет внешний вывод, и это соединение осуществляется при монтаже прибора.

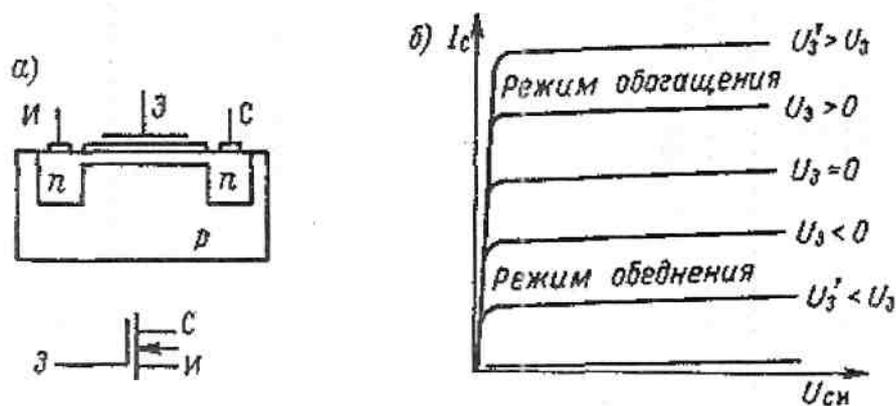


Рисунок 2-8. Полевой транзистор с изолированным затвором и встроенным каналом *n*-типа; структура (а) и характеристики (б)

Характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом (Рисунок 2-8, б) напоминают ранее рассмотренные для ПТ с р-п-переходом, но если последний мог работать только в режиме обеднения (уменьшения тока стока по мере увеличения отрицательного потенциала на затворе), то МДП-транзистор может работать и в режиме обогащения при положительном

транзистор может работать и в режиме обогащения при положительном потенциале на затворе. При этом сечение канала расширяется за счет электронов, подбираемых в подзатворную область из подложки (неосновные носители), а ток стока растет, что показано на графике. Аналогично работает и МДП-транзистор с каналом типа  $p$ , только полярности токов и напряжений обратны рассмотренным.

В ряде электронных схем получили определенное распространение так называемые *комплементарные пары*, состоящие из двух МДП-транзисторов разной проводимости, включенные последовательно. В такой паре сигнал разной полярности, подаваемый одновременно на оба затвора, приводит к увеличению тока в одном и уменьшению его в другом транзисторе, и наоборот.

Помимо рассмотренных выше МДП-транзисторов существуют и *транзисторы с индуцированным каналом*. Конструктивно они отличаются тем, что при изготовлении прибора канал не формируется, поэтому при отсутствии напряжения на затворе в цепи сток-исток тока нет. Прибор может работать только в режиме обогащения, так, если области истока и стока сформированы из полупроводника типа  $n$ , то подачей на затвор положительного потенциала в подзатворной области будут собираться электроны и формировать канал, с тем большей проводимостью, чем выше  $U_{зУ}$ . Семейство характеристик такого транзистора приведено на рисунке 2-9. Как видно из него, затворная характеристика напоминает переходную характеристику биполярного транзистора, только вместо тока базы фигурирует  $U_{зУ}$ .

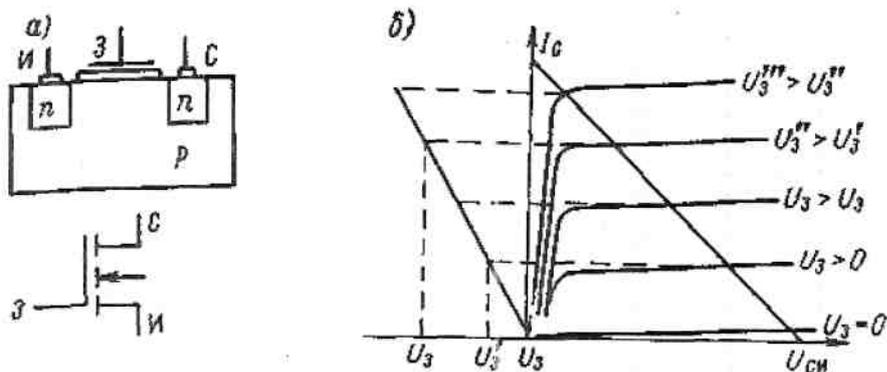


Рисунок 2-9. Полевой транзистор с индуцированным каналом с изолированным затвором (а) и его характеристики (б)

ПТ обладают несколько лучшими показателями, чем биполярные, при колебаниях температуры, имеют одинаковое время при включении и отключении, более высокое сопротивление (особенно МДП-транзистор), но несколько уступают биполярным по быстродействию (в 1,5 ... 2 раза).

## 2.3 Тиристоры

Тиристор (Тр) - это полупроводниковый прибор, состоящий из четырех областей, разделенных тремя р-п-переходами (рисунок 2.10) и имеющий выводы от двух крайних областей, а иногда и от средней области (управляющий электрод - УЭ). Такой прибор иногда называют управляемым переключающим диодом, или кремниевым управляемым вентилем (КУВ).

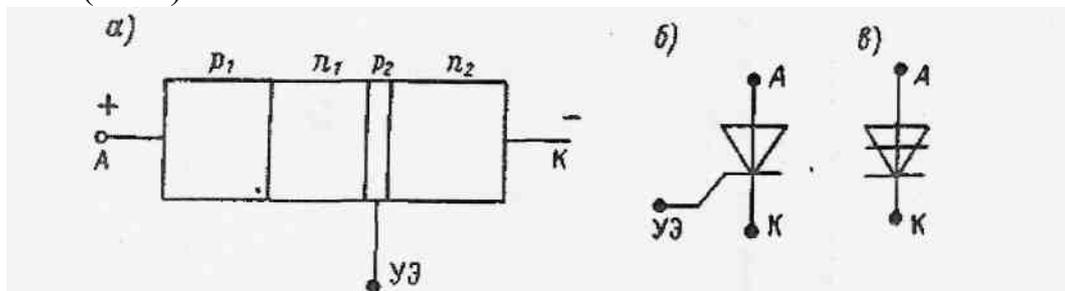


Рисунок 2-10. Структура (а) и условное обозначение тиристора (б) и диодистора (в)

Основной особенностью тиристора являются наличие на ВАХ участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением и, как следствие, - работа в режиме переключения.

Перевод Тр из закрытого состояния в открытое осуществляется внешним воздействием на прибор: изменением напряжения между анодом и катодом, током управления или световым потоком.

Соответственно все приборы этого класса можно разделить (рисунок 2-10) на диодные (диодисторы), управляемые напряжением; триодные (собственно тиристоры или тринисторы), управляемые или напряжением или током в цепи управляющего электрода; если при этом током управления можно не только включать, но и выключать тиристор, то последний называют двухоперационным, или полностью управляемым. Если включить прибор можно световым потоком, то его называют фототиристором (фотодиодистором). Встречно-параллельное включение двух *p-n-p-n-структур* с симметричной ВАХ называется симистором.

Анализ принципа действия тиристора (диодистора) можно выполнить следующим образом.

Если на тиристор подать внешнее напряжение с полярностью, указанной на рисунке 2-10, а, то крайние р-п-переходы окажутся смещенными в прямом направлении и существенного сопротивления протеканию тока через прибор не окажут. Средний р-п-переход будет смещен в обратном направлении и его состояние определит полный ток через прибор. Ток  $I_2$  через этот переход является суммарным из трех составляющих. Первая составляющая - это обычный обратный ток  $I_{обр}$  р-п-перехода, вызванный существованием неосновных носителей в прилегающих областях (дырок в области n1 и электронов в области p2). Так как прибор выполняется, как правило, на базе кремния, то ток  $I_{обр}$  весьма невелик, и поэтому прямое сопротивление прибора в рассматриваемом состоянии достигает нескольких мегом.

Вторая составляющая тока через средний р-п-переход может быть выражена как коллекторный ток транзистора *p-n-p-типа*, входящего в состав тиристора, если четырехслойную структуру прибора представить в виде двух транзисторов *VT1* и *VT2*, связанных между собой, как показано на рисунке 2-11. Этот коллекторный ток равен эмиттерному току  $I_{э1}$  (т. е. потоку дырок из области  $p_1$  в область  $n_1$  умноженному на коэффициент усиления транзистора  $\alpha_1$ ). И, наконец, третья составляющая тока через средний р-п-переход представляет собой коллекторный ток транзистора *n-p-n-типа*, т. е. этот ток равен эмиттерному току  $I_{э2}$  (потоку электронов из области  $n_2$  в область  $p_2$ ), умноженному на коэффициент усиления второго транзистора  $\alpha_2$ .

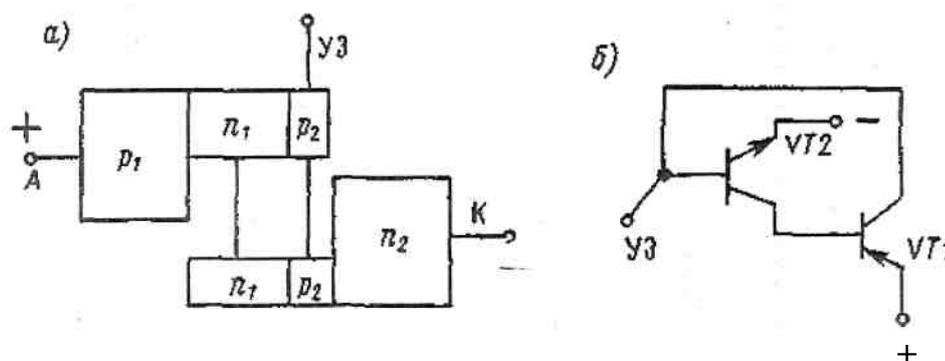


Рисунок 2-11. Представление тиристора в виде двух условных транзисторов разного типа (а и б)

Итак,

$$I_2 = I_{обр} + \alpha_1 \cdot I_{э1} + \alpha_2 \cdot I_{э2}.$$

Следует обратить внимание на то, что эмиттерный ток  $I_{э1}$  практически равен полному току  $I$  через тиристор, так как составляющей электронного тока из базы в эмиттер транзистора *VT1* можно пренебречь вследствие относительно небольшой концентрации доноров в базе по сравнению с акцепторной примесью в эмиттере. По той же причине в транзисторе *VT2* можно пренебречь током дырок из базы в эмиттер. Поэтому  $I_{э2} = I$ . Тогда  $I_{э1} = I_{э2} = I$  и можно записать

$$I_2 = \frac{I_{обр}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} = I.$$

Отсюда видно, что ток через тиристор существенно зависит от суммы  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ .

При малых значениях приложенного внешнего напряжения через коллекторные переходы обоих транзисторов протекают небольшие коллекторные токи, и такой режим транзистора характеризуется малыми значениями коэффициента усиления  $a$ . Физически это объясняется тем, что при малых напряжениях на коллекторе большая часть носителей, попадающих из эмиттера в базу (например, дырок в транзисторе *p-n-p-типа*), успевает там рекомбинировать и не доходит до коллектора.

Пока сумма  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  значительно меньше единицы, ток через прибор

мало отличается от  $I_{обр}$  (участок I ВАХ на рисунке 2-12). По мере увеличения приложенного напряжения растет сумма  $(\alpha_1 + \alpha_2)$ , ток  $I$  через прибор возрастает, и при  $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$  наступает момент переключения, при котором ток через прибор скачком (по условному участку II ВАХ) увеличивается. Прибор переходит в открытое состояние (участок III), в котором ток должен ограничиваться сопротивлением нагрузки в его цепи. При этом падение напряжения на приборе меньше, чем сумма падений напряжений на трех р-п-переходах, в связи с тем что на среднем переходе за счет избыточной концентрации носителей в областях  $n_1$  и  $p_2$  действует ускоряющее поле. В этом состоянии оба условных транзистора, входящих в состав тиристора, насыщены, и в первом приближении можно считать, что базовый ток каждого транзистора равен его коллекторному току.

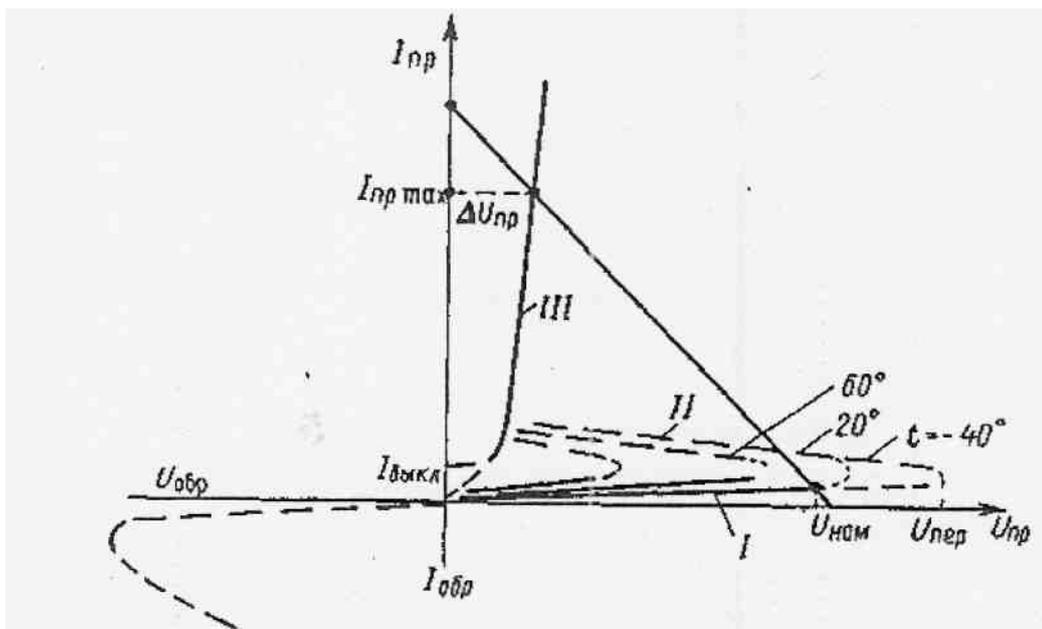


Рисунок 2-12. ВАХ динистора при различных температурах

На модели прибора, состоящей из двух транзисторов, удобно наблюдать развитие процесса переключения. Действительно, если увеличивается коллекторный ток транзистора  $VT1$  (под действием, например, внешнего напряжения), то увеличивается и ток базы транзистора  $VT2$ , так как  $I_{к1} = I_{б2}$ . Но в этом случае увеличивается коллекторный ток второго транзистора, а поскольку  $I_{к2} = I_{б1}$ , то и базовый ток первого транзистора, и так далее до полного насыщения обоих триодов. Конечно, этот процесс развивается, если  $(\alpha_1 + \alpha_2) > 1$ .

Таким образом, выше был рассмотрен процесс переключения четырехслойного полупроводникового прибора без управляющего электрода, т. е. динистора, и построена его ВАХ в области положительных значений приложенных напряжений. При приложении к прибору обратного напряжения ток через него определяется током через смещенные в обратном направлении первый и третий р-п-переходы. Обратная ветвь ВАХ динистора

аналогична характеристике обычного диода, причем максимальное обратное напряжение, как правило, не меньше прямого, при котором происходит переключение прибора. Следует, однако, иметь в виду, что некоторые типы тиристоров и динисторов не допускают включения их на обратное напряжение.

Для переключения динистора в проводящее состояние к нему прикладывается дополнительное входное напряжение, обычно короткий импульс, так чтобы

$$U_{ax} + U_{пит} > U_{пер. max}.$$

Выключить динистор, т. е. перевести его вновь в непроводящее состояние, можно, уменьшив ток через него до значения, меньшего, чем  $I_{выкл}$ . Для этого нужно или снизить напряжение, действующее в схеме, или увеличить сопротивление нагрузки, или на короткий промежуток времени зашунтировать динистор.

Если к одной из внутренних областей четырехслойного прибора (обычно кр-области) присоединить вывод и подавать на него напряжение, то этот прибор (тиристор) приобретает новые свойства по сравнению с динистором. При токе управления, равном нулю, характеристики динистора и тиристора совпадают.

Если подать на управляющий электрод положительный потенциал относительно катода, то по  $p_2-n_2$ -переходу потечет ток управления, смещающий данный переход в прямом направлении. При этом создаются условия, облегчающие процесс переключения тиристора. Для этого случая нетрудно тем же способом получить следующее выражение:

$$I = \frac{I_{обр} + \alpha_2 \cdot I_y}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}.$$

При этом полный ток через прибор увеличивается при меньших значениях приложенного напряжения как за счет тока управления, так и за счет того, что этот ток  $I_y$  приводит к более быстрому нарастанию коэффициента  $\alpha_2$ . Чем больше ток управления  $I_y$ , тем при меньшем напряжении происходит переключение тиристора (рисунок 2-13). При некотором значении тока управления участок отрицательного дифференциального сопротивления на В АХ тиристора исчезает, и она становится сходной с прямой ветвью ВАХ обычного диода. Такой ток управления называют током спрямления  $I_{y.cnp}$ , и его значение для каждого типа тиристора указывается в справочниках.

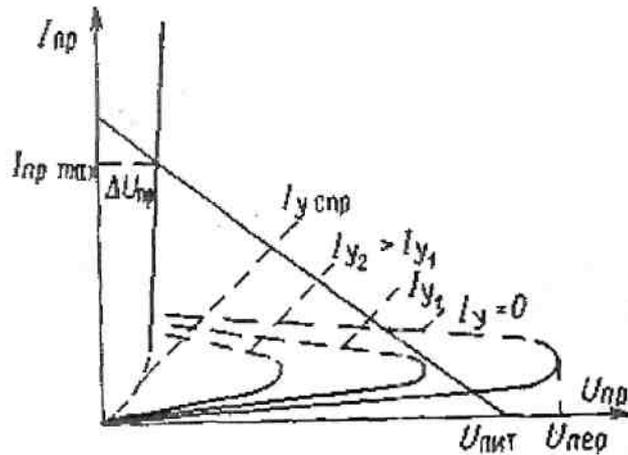


Рисунок 2-13. ВАХ тиристора при различных токах управления:  $I_{y.cnp} > I_{y2} > I_{y1}$

Время включения и время выключения тиристора зависят как от параметров самого прибора, так и от параметров нагрузки и управляющих сигналов. Чем больше мощность управляющего сигнала, тем время включения меньше, и чем больше ток через тиристор, тем время выключения больше. Обычно время выключения больше времени включения и лежит в пределах нескольких десятков микросекунд.

Следует иметь в виду, что после включения тиристора ток управления больше не нужен. Поэтому обычно включение производят подачей на управляющий электрод положительных импульсных сигналов достаточной величины.

Тиристоры (и динисторы) применяются или в управляющих переключательных цепях, где используются в основном их свойства оставаться во включенном состоянии после снятия входного сигнала, или в силовых регулируемых выпрямителях, инверторах, преобразователях частоты и т. п.

*Тиристоры с симметричной характеристикой.* Если к четырехслойной структуре добавить еще один n-слой, примыкающий к внешнему p-слою, то получится пятислойная структура с четырьмя p-n-переходами. Такую структуру можно рассматривать как два одинаковых обычных тиристора, включенных навстречу друг другу (рисунок 2-13).

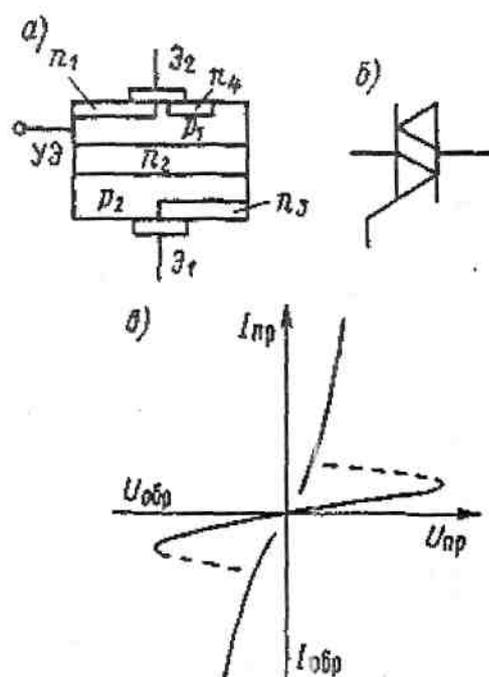


Рисунок 2-14. Структура (а), условное обозначение (б) и характеристика(в) симметричного тиристора

Если структура прибора симметрична, то и ВАХ его является симметричной (рисунок 2-14, в), а сам прибор носит название симистора (симметричного тиристора). Он обычно имеет один управляющий электрод. Подавая на него в нужные моменты управляющие сигналы, можно обеспечить открытие (включение) симистора для прохождения тока в любом направлении. Симисторы могут использоваться в цепях переменного тока в качестве выключателей, регуляторов тока и т. п.

*Двухоперационные, или полностью управляемые тиристоры (ДОТ)* включаются подачей положительного сигнала на управляющий электрод и остаются в проводящем состоянии после прекращения действия этого сигнала как обычные тиристоры, но в отличие от последних могут быть выключены (заперты) подачей отрицательного сигнала на тот же управляющий электрод. Такие приборы оказываются чрезвычайно удобными в тех схемах, где необходимо совместить свойства транзистора и тиристора.

Структура ДОТ показана на рисунке 2-15 и несколько напоминает структуру симистора. С помощью анодной пластинки частично перекрыты области p<sub>1</sub> и n<sub>1</sub>. Сопротивления для положительного и отрицательного тока управления существенно различаются (в 2-2,5 раза).

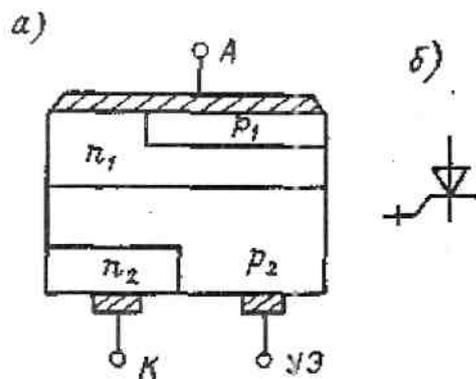


Рисунок 2-15. Структура (а) и условное обозначение (б) двухоперационного тиристора

При подаче отрицательного импульса на управляющий электрод необходимо условные транзисторы, входящие в состав тиристора, вывести из состояния насыщения; только тогда начнется лавинообразный процесс запираания тиристора. Для этого необходимо, чтобы ток управления был достаточно большим.

*Фототиристоры (ФТр)* - четырехслойные полупроводниковые приборы, которые могут включаться не только обычным способом, но также путем освещения одного из р-п-переходов (рисунок 2-16).

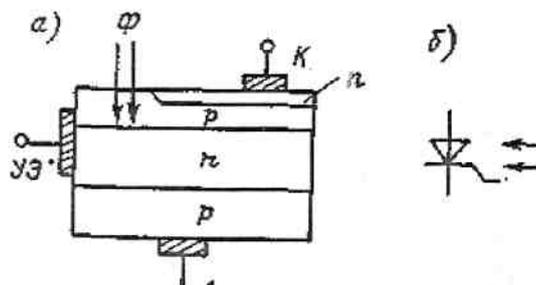


Рисунок 2-16. Структура (а) и условное обозначение (б) фототиристора

Под воздействием света в ФТр возникает (как у ФД) ток через освещаемый р-п-переход. Этот ток действует так же, как ток управления обычного тиристора. При достаточно большом освещении происходит включение прибора. Остальные свойства ФТр близки к свойствам обычных тиристор.

Наиболее важным достоинством ФТр является возможность управления без гальванической связи с источником сигнала и одновременного управления по двум каналам от двух независимых источников сигнала - светом и током управления.

В России разработаны и так называемые *оптронные тиристоры*, представляющие собой комбинацию в одном корпусе кремниевого фототиристора и светоизлучающего диода. Тем самым осуществляется гальваническая развязка между силовой частью (тиристор) и схемой управления светоизлучающим диодом. Для запуска схемы управления требуется сигнал с напряжением порядка 2,5 В и ток 80 ... 150

мА. Оптронные тиристоры очень удобны для использования в мощных установках с большим уровнем помех.

*Тиристор-диод* представляет собой многослойную структуру, обладающую свойствами обычного тиристора при одной полярности приложенного напряжения и обычного диода при другой (рисунок 2-16). Эти приборы бывают очень нужны при создании сложных переключательных схем, например, в инверторах и непосредственных преобразователях частоты (НПЧ) с ШИМ.

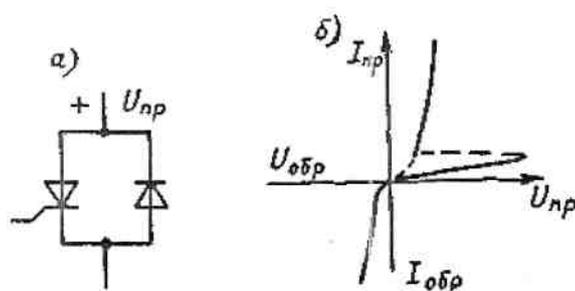


Рисунок 2-16. Условное обозначение (а) и характеристика (б) тиристора-диода

В последнее время появились так называемые силовые полупроводниковые модули, в одном корпусе которых размещаются несколько достаточно мощных приборов.

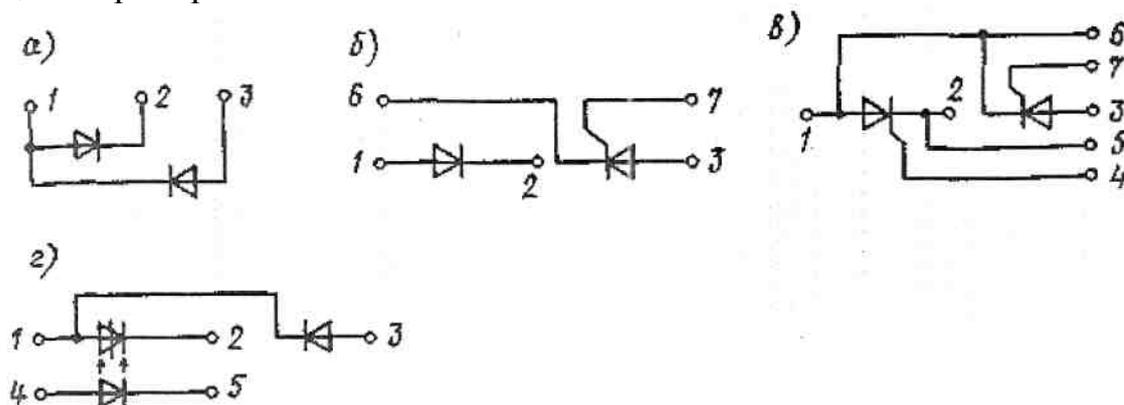


Рисунок 2-17. Силовые полупроводниковые модули: а — диодный МДД; б — диодно-тиристорный МТД; в - тиристорный МТТ; г — диод и оптронный тиристор (МДТО)

### 3 СИЛОВЫЕ УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Однофазный УВ с выводом от средней точки вторичной обмотки трансформатора.

Схема (рисунок 3-1) отличается от схемы неуправляемого выпрямителя только тем, что вместо неуправляемых вентилей здесь используются управляемые (обычные тиристоры) с соответствующей схемой управления.

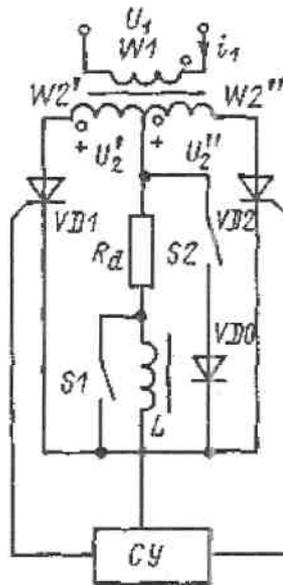


Рисунок 3-1. Однофазный управляемый выпрямитель

Рассмотрим работу схемы на чисто активную нагрузку:  $S1$  замкнут,  $S2$  разомкнут. Если на входе выпрямителя имеет место положительная полуволна напряжения сети (на рисунке 3-1 полярности напряжения без скобок), то в интервале  $0..t1$  (рисунок 3-2, а) оба тиристора  $VD1$  и  $VD2$  закрыты, напряжение на нагрузке равно нулю. Тиристор  $VD1$  находится под прямым напряжением, а  $VD2$  - под обратным (рисунок 3-2, д).

В момент времени  $t1$  от схемы управления  $CU$  на тиристор  $VD1$  поступает управляющий импульс, тиристор скачком открывается, напряжение на нем падает до нуля (прямым падением напряжения на тиристоре в большинстве случаев можно пренебречь, так как  $dU_d \ll U_2$ ) и все напряжение половины вторичной обмотки трансформатора прикладывается к нагрузке. Естественно, ток в активной нагрузке будет меняться до конца полупериода пропорционально напряжению.

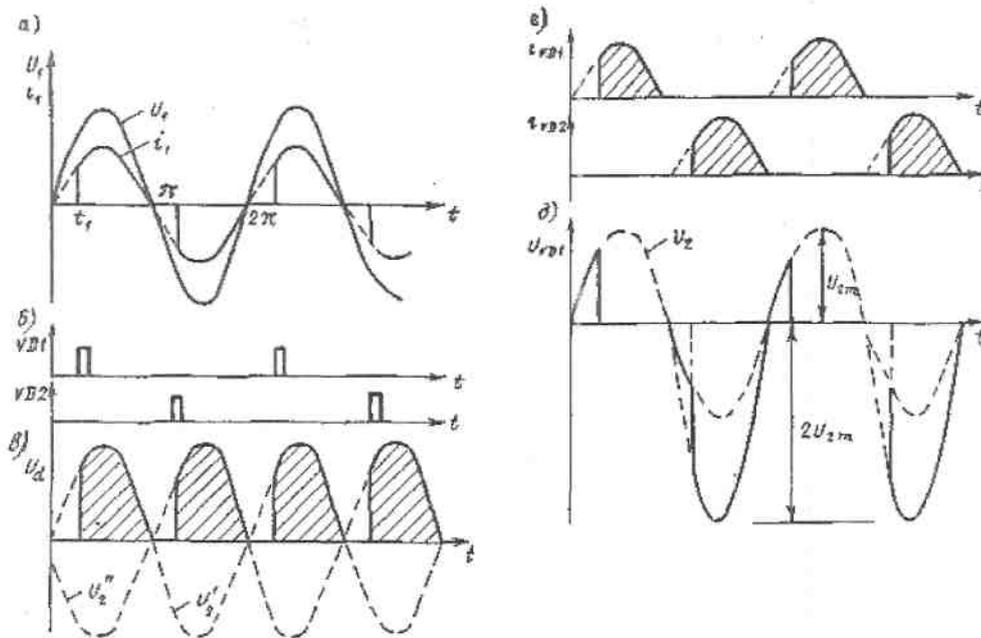


Рисунок 3-2. Диаграмма работы однофазного нулевого УВ на активную нагрузку

В момент времени  $t = \pi$  напряжение и ток вторичной обмотки трансформатора падают до нуля и  $VD1$  закрывается. Так как никаких специальных мер для запираения тиристора не принимается, такой процесс называется естественной коммутацией.

В момент  $t_2$  подается отпирающий импульс на тиристор  $VD2$ . Он включается, и в нагрузке формируется такой же сигнал, как и при включении  $VD1$ . Таким образом, через нагрузку будет протекать ток, форма которого показана на рисунке 3-2, г, а среднее значение напряжения определяется заштрихованными площадками. Очевидно, что чем раньше в полупериоде будет подан управляющий сигнал, тем больше будет среднее значение тока и напряжения в нагрузке, и наоборот.

Если угол управления  $\alpha = 0$ , режим работы УВ не отличается от работы неуправляемого выпрямителя и

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0.9U_2. \quad \text{то,}$$

Это максимальное значение  $U_d$ . При  $\alpha = 180^\circ$  как видно из диаграммы (рис. 2),  $U_d = 0$ .

Зависимость  $U_d = f(\alpha)$  называется регулировочной характеристикой управляемого выпрямителя.

Так как

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin v \cdot dv,$$

$$U_d = U_{d0} \approx \frac{1 + \cos \alpha}{2},$$

$$U_{d0} = 0.9U_2 \text{ (для } \alpha = 0\text{)}. \quad \text{где}$$

На рисунке 3-3 приведена регулировочная характеристика однофазного УВ для  $L = 0$ . Ток первичной обмотки трансформатора повторяет по форме (с учетом коэффициента трансформации) ток во вторичной обмотке и, если  $a=0$ , имеет паузы в интервалах  $a$ . Его первая гармоника имеет фазовый сдвиг в сторону отставания относительно  $U_j$  даже при активной нагрузке

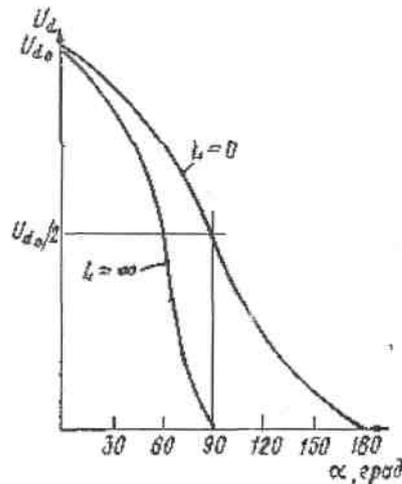


Рисунок 3-3. Регулировочная характеристика однофазного УВ при работе на активную и индуктивную нагрузку

Прямое напряжение на тиристоре изменяется по закону  $U_2$  до момента отпирания тиристора, и максимальное значение может достигнуть

$U_{2\max} = \sqrt{2}U_2$ . Обратное напряжение запертого тиристора (рисунок 3-2, д) меняется по такому же закону до момента отпирания второго, а затем к первому прикладывается обратное напряжение обеих половин вторичной обмотки, и максимальное значение может достичь величины

$$U_{обв.\max} = 2\sqrt{2}U_2.$$

Итак, характерными качествами УВ, работающего на активную нагрузку, являются предельный угол регули  $\alpha_{\max} = 180^\circ$  индуктивный характер первичного тока при  $a = 0$ .

Индуктивная нагрузка УВ (на рисунке 3-1  $S1$  и  $S2$  разомкнуты) вносит существенные отличия в его работу. Так, если принять индуктивность достаточно большой ( $\omega L \gg 5R_d$ ), то ток нагрузки можно (при данном  $a$ )

считать постоянным, практически полностью сглаженным (рисунок 3-4, в), а ток, протекающий по вторичным обмоткам и через вентили, состоящим из прямоугольных отрезков (рисунок 3-4, г), амплитуда которых равна  $I_d$ .

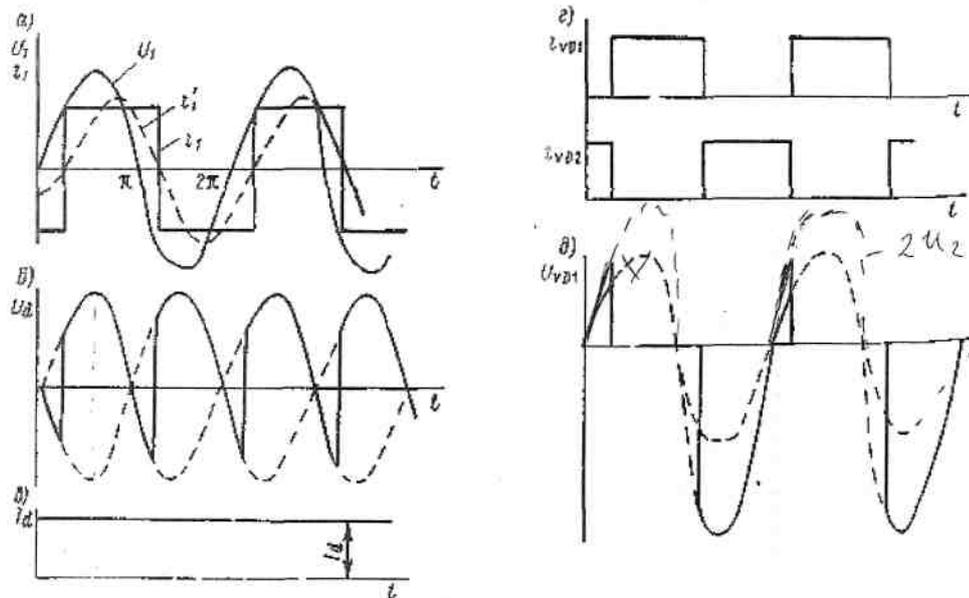


Рисунок 3-4. Диаграмма работы однофазного нулевого УВ на индуктивную нагрузку

Так как включение очередного тиристора, например  $VD2$ , происходит с запаздыванием на угол по отношению к моменту перехода вторичного напряжения через нуль, а ток через работающий вентиль должен протекать до тех пор, пока не включится  $VD2$ , то возникают интервалы времени, когда ток (под действием электромагнитной энергии, запасенной в дросселе) протекает при отрицательном напряжении на обмотке, т.е. в кривой напряжения  $U_d$  (рисунок 3-4, б) появляются участки напряжения отрицательной полярности. Иначе говоря, среднее значение напряжения  $U_d$  при данном  $\alpha$  будет меньше. При  $\alpha = 90^\circ$  площади фигур, описываемые кривой  $U_d$ , положительной и отрицательной полярности будут одинаковыми, т.е.  $U_d$  будет равно нулю. Регулировочная характеристика УВ будет описываться выражением

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin v \cdot dv$$

откуда  $U_d = U_{d0} \cos \alpha$ ,  $\alpha_{\max} = 90^\circ$  (рис. 3).

Потребляемый от сети ток  $i_1$  состоит из прямоугольных импульсов с амплитудой  $I_{1m} = I_d / k_{mv}$  ( $k_{mv}$  - коэффициент трансформации), его первая

гармоника сдвинута в сторону отставания на угол  $\varphi = \alpha$  относительно напряжения питания (рисунок 3-4, а).

Кривая напряжения на тиристоре состоит из участков напряжения, равного  $2U_2$ , т.е. сумме напряжения на обеих обмотках. Так как один тиристор постоянно включен, максимальное обратное напряжение (для  $\alpha \leq 90^\circ$ ), как и максимальное прямое (для  $\alpha \geq 90^\circ$ ), равно  $2\sqrt{2}U_2$ .

При работе УВ данного вида на активно-индуктивную нагрузку при меньших значениях индуктивности ( $\omega L < 5R_d$ ) первичный и вторичный токи

будут иметь вид отрезков, близких к синусоиде, но ток будет достигать нулевого значения при угле, большем  $\pi$ , но меньшем  $\pi + \alpha$  (при определенных соотношениях  $\omega L$  и  $R_d$ ), т. е. ток  $i_d$  будет прерывистым, форма  $U_d$  - промежуточной между рассмотренными выше, а регулировочная характеристика для такой нагрузки будет располагаться между характеристиками для  $L = 0$  и  $L = \infty$ .

Как было уже упомянуто, первая гармоника входного тока будет отставать от входного напряжения даже при активной нагрузке, а при индуктивной  $\varphi = \alpha$  и больших углах регулирования становится  $\cos \varphi$  очень низким. Это приводит к потреблению от сети значительной реактивной мощности, увеличению потерь в обмотках и сети, дополнительной загрузке генератора и т. д. Несколько ослабить отрицательные последствия этого явления можно, применив так называемый нулевой диод  $VD0$ , для чего необходимо включить  $S2$  (рисунок 3-1). Следует иметь в виду, что применение  $VD0$  имеет смысл только при индуктивной нагрузке.

Диаграмма работы такой схемы приведена на рисунке 3-5. При положительном полупериоде вторичного напряжения ток через  $W1'$  протекает с момента включения  $VD1$ , но как только напряжение  $U_2$  спадает до нуля, тиристор  $VD1$  запирается, а контур тока замыкается через  $VD0$  ( $L-VD0-R_H$ ) т.е. вторичная обмотка не работает. Этот режим продолжается до момента включения  $VD2$ , затем ток с  $VD2$  переходит на  $VD0$  и процесс повторяется. Кривые напряжения на тиристоре аналогичны кривым при работе данной схемы на чисто активную нагрузку (рисунок 3-2). Так как в кривой тока вторичных обмоток появляются паузы (пока ток нагрузки протекает через нулевой диод), то точно такую же форму с учетом коэффициента трансформации будет иметь и ток  $i_1$ . Следовательно первая гармоника входного тока будет теперь сдвинута по отношению к  $U_1$  на угол  $\alpha/2$  (вместо  $\alpha$ ), т. е.  $\cos \varphi$  схемы будет теперь выше ( $\varphi = \alpha/2$ ).

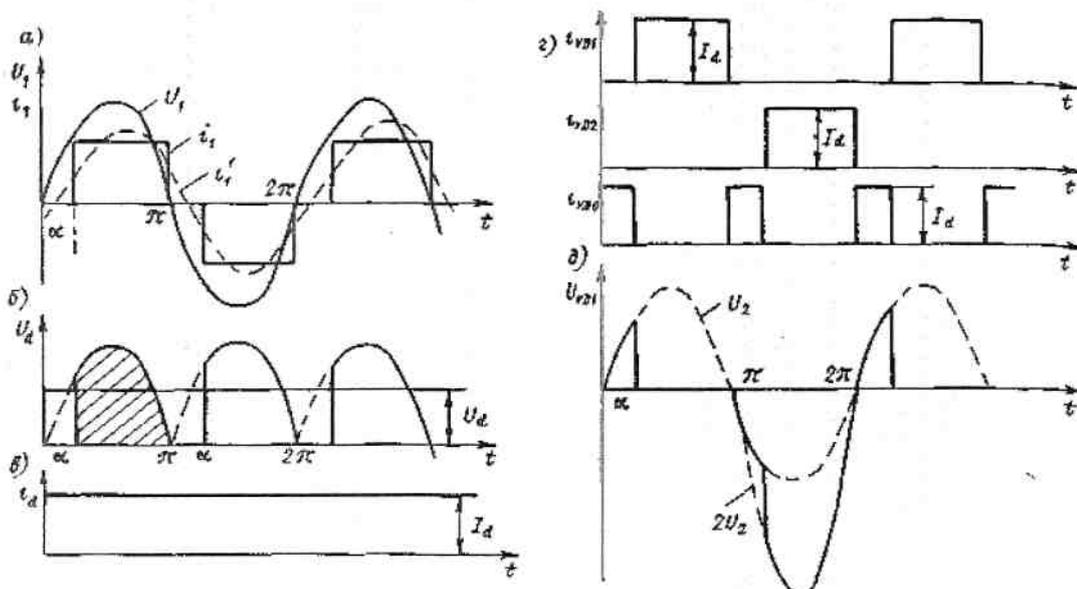


рисунок 3-5. Диаграмма работы однофазного УВ с нулевым диодом

Регулировочная характеристика УВ с нулевым диодом совпадает с характеристикой схемы для активной нагрузки, т. е.

$$U_d = U_{d0} \neq \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Таким образом, применение нулевого диода позволяет уменьшить нагрузку на тиристоры (в особенности при больших  $\alpha$ ) и поднять  $\cos \varphi$  выпрямителя.

### 3.1 Однофазный мостовой управляемый выпрямитель.

Такая схема (рисунок 3-6) включает четыре тиристора; вторичная обмотка не имеет отвода от средней точки, схема управления должна обеспечивать одновременное открытие двух тиристоров, расположенных в противоположных плечах моста.

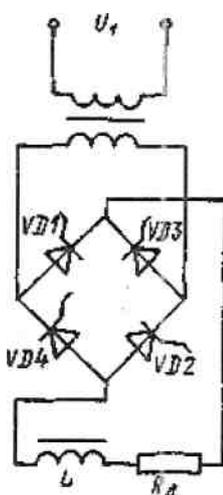


Рисунок 3-6. Однофазный мостовой УВ

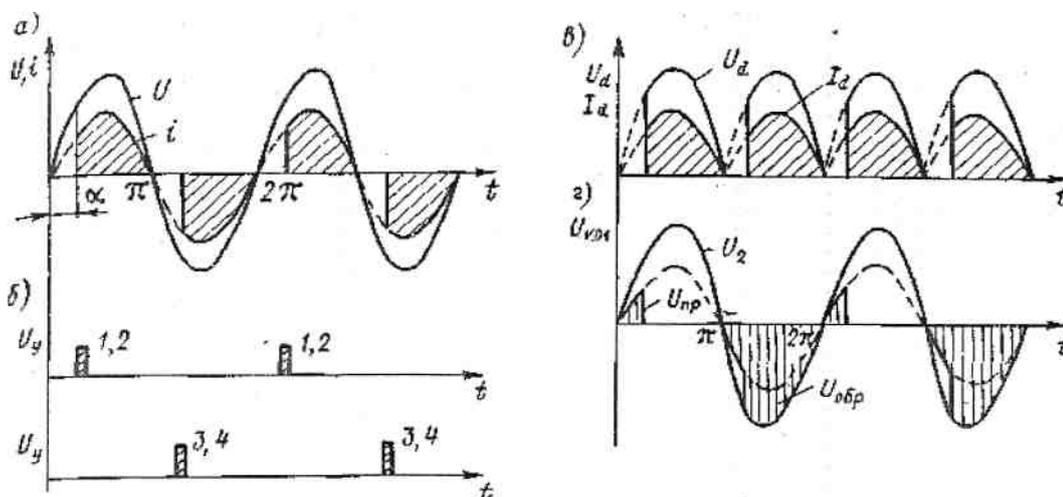


Рисунок 3-7. Диаграмма работы однофазного мостового УВ на активную нагрузку

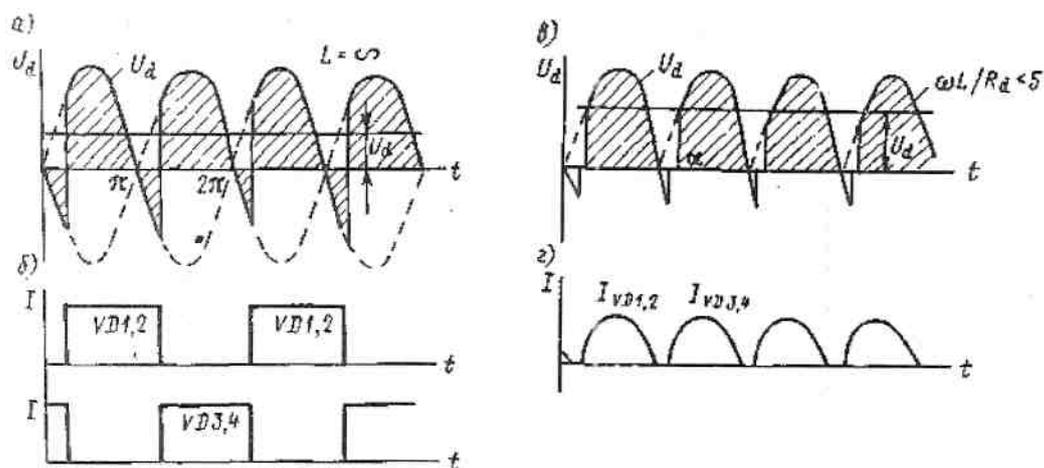


Рисунок 3-8. Диаграмма работы однофазного мостового УВ на активно-индуктивную нагрузку

Режим работы и регулировочные характеристики мостового УВ с полным числом управляемых вентилях аналогичны таковым для УВ с нулевым выводом. Но есть одно отличие: для нулевой схемы кривая напряжения на вентилях формируется из участков синусоиды амплитудой  $2\sqrt{2}U_2$ , а для мостовой схемы -  $\sqrt{2}U_2$ , т. е. вентили можно выбирать на вдвое меньшее обратное напряжение. Правда, потери на прямое падение напряжения у мостовой схемы вдвое больше. Все остальные характеристики указанных схем и диаграмма работы идентичны.

В некоторых случаях возможно применение мостового УВ с неполным числом управляемых вентилях, например, если в схеме (рисунок 3-6) оставить  $VD1$  и  $VD3$  управляемыми (тиристоры), а в качестве  $VD2$  и  $VD4$  поставить неуправляемые диоды. Режим работы схемы будет аналогичен рассмотренному режиму схемы УВ с нулевым выводом и  $VDO$ . Если  $L \rightarrow \infty$ , т.е.  $i_d$  идеально сглажен, то схема работает следующим образом (рисунок 3-6). С задержкой  $\alpha$  управляющим сигналом отпирается тиристор  $VD1$ , на интервале  $\pi - \alpha$  ток нагрузки протекает через обмотку, вентили  $VD1$  и  $VD2$  и  $Z_{II}$ . В момент  $\pi$  полярность напряжения  $U_2$  меняется на обратную, диод  $VD2$  запирается, но, так как ток прекратиться не может ( $L \rightarrow \infty$ ), то он протекает через тот же тиристор  $VD1$  и открывшийся диод  $VD4$ , цепь нагрузки замкнута, источником питания является индуктивность, трансформатор не работает. В момент времени  $\pi + \alpha$  отпирается тиристор  $VD3$ , тогда  $VD1$  сразу же закрывается, так как к нему прикладывается обратное напряжение, и работает вторая цепь схемы  $W-VD3-R_dL-VD4$ . Далее процесс повторяется.

Таким образом, на интервале, равном углу регулирования  $\alpha$ , тока через вторичную, а следовательно первичную обмотку, нет, угол сдвига первой гармоники входного тока  $\varphi = \alpha/2$ , в кривой  $U_d$  отсутствуют участки напряжения  $U_2$  отрицательной полярности.

Возможно использование и несколько иной схемы: управляемые вентили  $VD1$  и  $VD4$ , а неуправляемые -  $VD2$  и  $VD3$ . Характер работы схемы сохранится, только изменятся интервалы проводящих состояний вентилях.

Как указывалось выше, однофазные выпрямители в силовой технике практически не применяются, поэтому далее будут рассмотрены трех- и

шестифазные схемы, однако к однофазным придется еще неоднократно возвращаться для пояснения ряда эффектов, возникающих в управляемых выпрямителях.

### 3.2 ТРЕХФАЗНЫЙ УПРАВЛЯЕМЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ВЫВОДОМ ОТ СРЕДНЕЙ ТОЧКИ ТРАНСФОРМАТОРА

Рассмотрим такую схему с соединением вторичных обмоток трансформатора в звезду (рисунок 3-9, а). При  $\alpha=0$  она работает как неуправляемый выпрямитель. Каждый вентиль работает  $1/3$  периода, когда в обмотке, к которой он подключен, имеет место' наивысшее напряжение (другие вентили в этот момент заперты, так как находятся под обратным напряжением). Переход тока от вентиля к вентилю осуществляется в момент пересечения кривых фазных напряжений, выпрямленный ток протекает через нагрузку постоянно (пульсирующий).

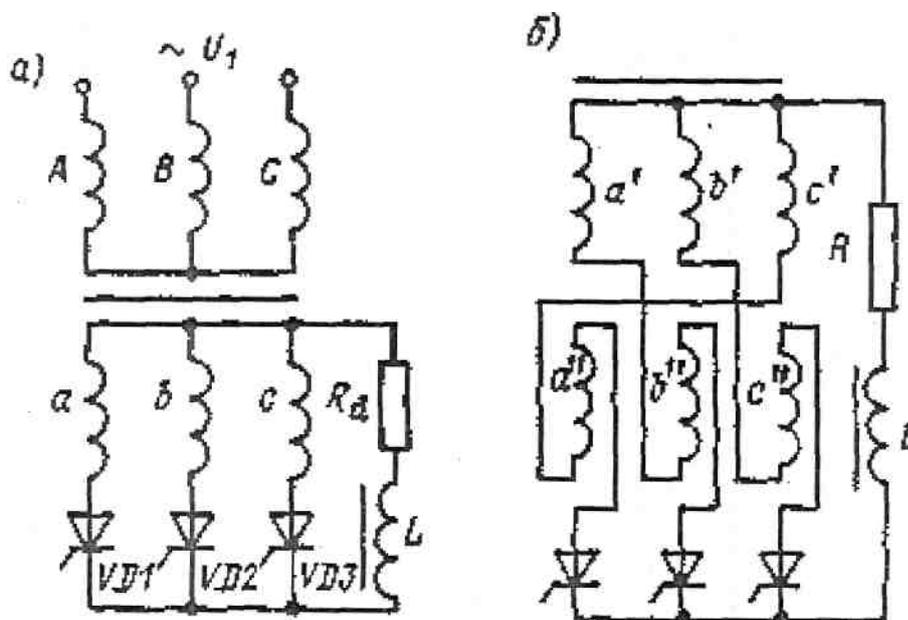


Рисунок 3-9. Трехфазный УВ с выводом от средней точки трансформатора (а) и соединением обмоток в зигзаг (б)

При  $\alpha \neq 0$  работа схемы в большей степени зависит от характера нагрузки. Диаграммы напряжений и токов при чисто активной нагрузке для разных углов регулирования  $\alpha$  приведены на рисунке 3-10. При  $\alpha \leq 30^\circ$  процесс отпирания очередного тиристора (например,  $VD1$ , включенного в фазу  $a$ ) происходит до того момента, когда напряжение в предыдущей фазе  $c$  еще не снизилось до нуля. В результате ранее работавший тиристор  $VD3$  закроется, так как напряжение в фазе  $c$  меньше, чем в фазе  $a$ , ток нагрузки перейдет из фазы  $c$  в фазу  $a$ , но до нулевого значения не упадет, т. е. останется непрерывным. Критическая точка -  $\alpha = 30^\circ$ .

При изменении  $\alpha$  в этих пределах регулировочная характеристика описывается уравнением

$$U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha,$$

где  $U_{d0} = 1.17 \cdot U_{2\phi}$ .

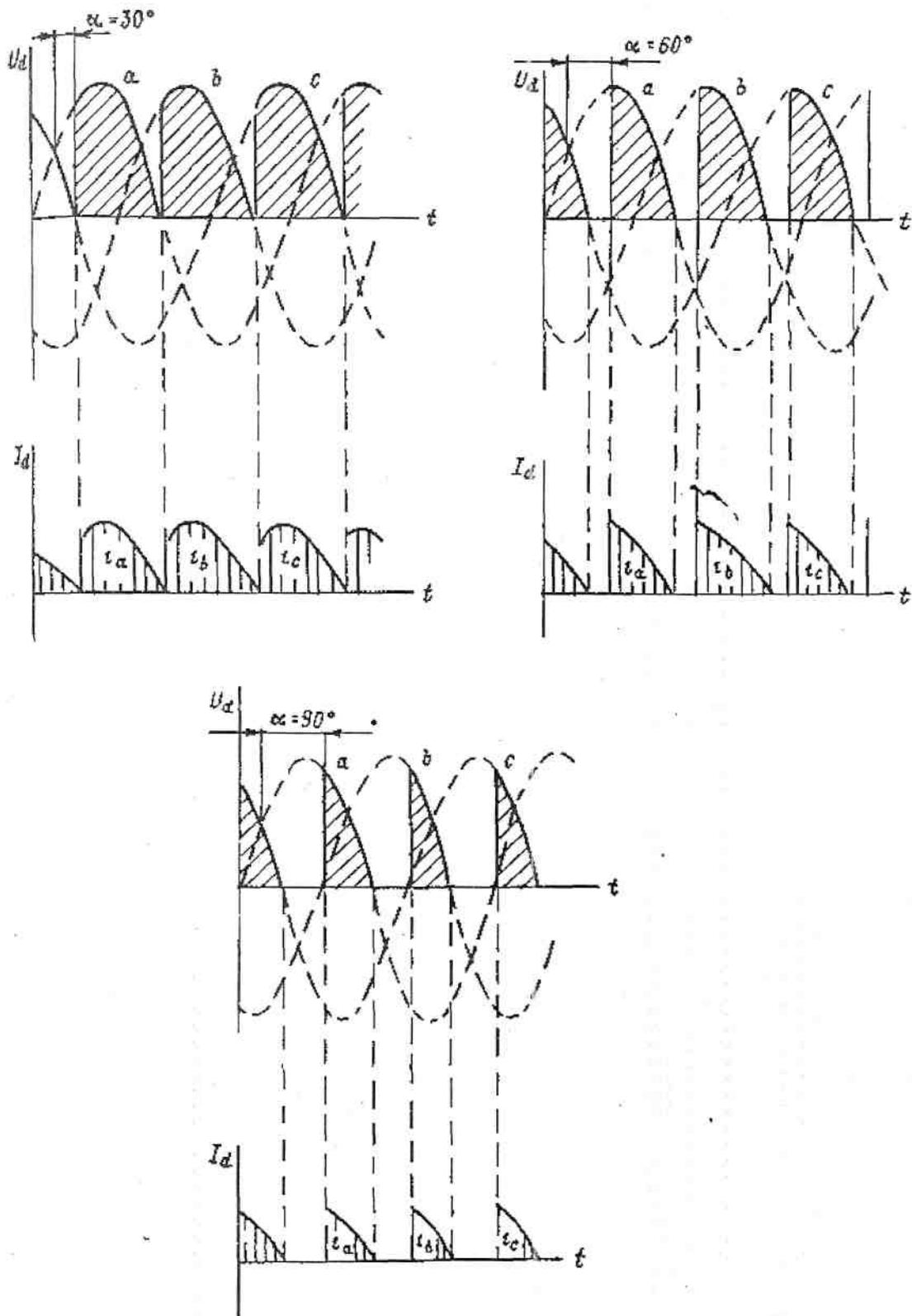


Рисунок 3-10. Диаграммы работы трехфазного нулевого УВ на активную нагрузку при различных углах регулирования

При  $\alpha > 30^\circ$  сигнал на открытие очередного тиристора подается после

того, как естественным образом закроется предыдущий, т. е. в кривой выпрямленного тока появляются паузы, где  $I_d=0$ . Длительность прохождения тока через каждый клапан становится меньше трети периода. В этом случае регулировочная характеристика будет описываться уравнением

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

пределный угол регулирования на активную нагрузку составляет  $150^\circ$ .

При соединении вторичных обмоток в звезду в каждой из них ток протекает только в одном направлении. В сердечниках трансформатора возникает явление подмагничивания постоянной составляющей вторичного тока (потоки вынужденного подмагничивания). Это может привести к насыщению магнитопровода, увеличению намагничивающего тока и появлению дополнительных нелинейностей в кривой тока нагрузки. Для устранения этого явления приходится либо увеличивать сечение магнитопровода, либо включать первичную обмотку в треугольник (при этом увеличивается ток в ней), либо использовать соединение вторичной обмотки в зигзаг (рисунок 3-9,б).

При таком включении тока по секциям каждой обмотки протекают в разных направлениях, в результате среднее значение постоянной составляющей тока в каждой обмотке будет равно нулю. Но вторичное напряжение уменьшится, так как две полуобмотки будут включены не последовательно, а под углом

$120^\circ$ :

$$U_{2\phi, \text{зиг}} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot U_{2\phi, \text{зв}} = 0.87 \cdot U_{2\phi, \text{зв}}.$$

Для получения ранее запланированной мощности трансформатора его габариты должны быть больше на 13% или  $P_{\text{мп}} = 1.46 \cdot P_d$

При работе на индуктивную нагрузку (рисунок 3-11) каждый клапан работает  $1/3$  периода, ток в нагрузке непрерывный. В кривой выпрямленного напряжения  $U_d$  при  $\alpha > 30^\circ$  появляются участки отрицательного напряжения, поэтому среднее его значение уменьшается:  $U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha$  и  $\alpha_{\text{пред}} = 90^\circ$

Обратное напряжение на клапане может быть определено графически. Например, для клапана  $VD1$  (фаза  $a$ ) оно определяется из рис. 3 как разность между кривой  $U_d$ , формируемой участками синусоид  $U_b$  и  $U_c$ , и обратным напряжением  $U_a$ . Его максимальное значение  $U_{\text{обр. max}} = \sqrt{6} \cdot U_{2\phi} = 2.45 \cdot U_{2\phi}$ . Прямое напряжение на клапане:  $U_{\text{пр. max}} = \sqrt{6} \cdot U_{2\phi} \cdot \sin \alpha$ .

При активной нагрузке и для  $\alpha \leq 30^\circ$  формула та же, для  $\alpha > 30^\circ$

$$U_{\text{пр. max}} = \sqrt{2} \cdot U_{2\phi} \cdot \sin(\alpha + 30^\circ).$$

Основные достоинства этой схемы - минимальное количество силовых элементов (тиристоров) и самая простая структура системы управления (СУ). СУ может подключаться между управляющими электродами тиристоров и их общим катодом и должна обеспечивать одиночные управляющие сигналы. Несмотря на необходимость применения силового трансформатора с определенными свойствами, такие трехфазные УВ получили широкое распространение.

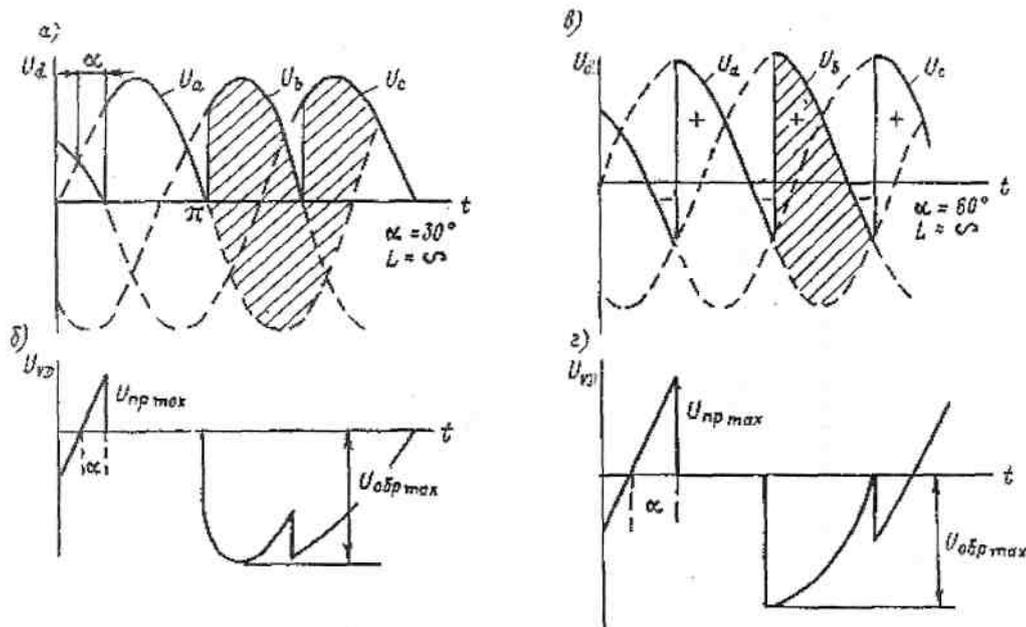


Рисунок 3-11. Диаграмма работы трехфазного нулевого УВ на индуктивную нагрузку

### 3.3 ТРЕХФАЗНЫЙ МОСТОВОЙ УПРАВЛЯЕМЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

Такие УВ наиболее широко распространены в области средних и больших мощностей, что связано с их высокими энергетическими и эксплуатационными характеристиками. Вентили схемы (рисунок 3-12) образуют две группы: катодную ( $VD1, VD3, VD5$ ) и анодную, и нагрузка оказывается подключенной к двум фазам вторичной обмотки трансформатора. Можно также считать, что нагрузка получает питание от двух последовательно включенных нулевых трехфазных схем выпрямления.

Особенностью схемы управления таким УВ является то, что она должна обеспечивать подачу сигналов управления при включении схемы, а также в некоторых других случаях — одновременно на два тиристора из разных групп. При  $\alpha = 0$  работа УВ на активную и индуктивную нагрузку одинакова и полностью совпадает с режимом неуправляемого выпрямителя; при  $\alpha \neq 0$  имеют место различия.

На рисунок 3-13 показаны диаграммы работы трехфазного мостового УВ на активную нагрузку при  $\alpha = 30, 60$  и  $90^\circ$ . Как видно из диаграмм, при  $\alpha < 60^\circ$  кривые  $U_d$  и  $i_d$  непрерывны (угол  $\alpha$  отсчитывается от точки пересечения фазных напряжений). По мере увеличения  $\alpha$  значения  $U_d$  уменьшаются по закону

$$U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha,$$

$$U_{d0} = 2.34 \cdot U_{2\phi} \quad \text{где}$$

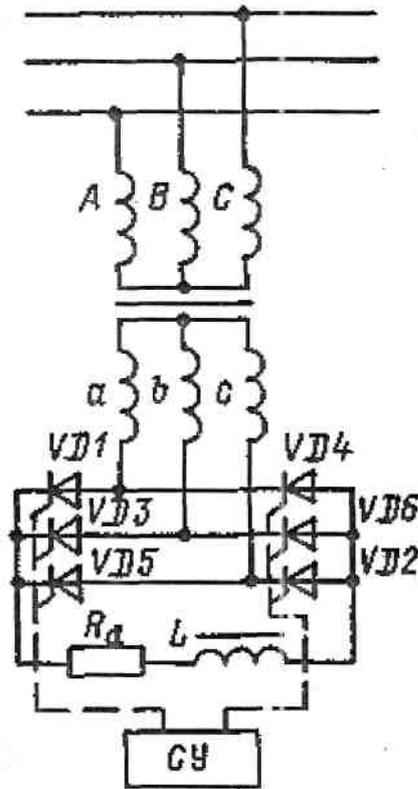


Рисунок 3-12. Трехфазный мостовой УВ

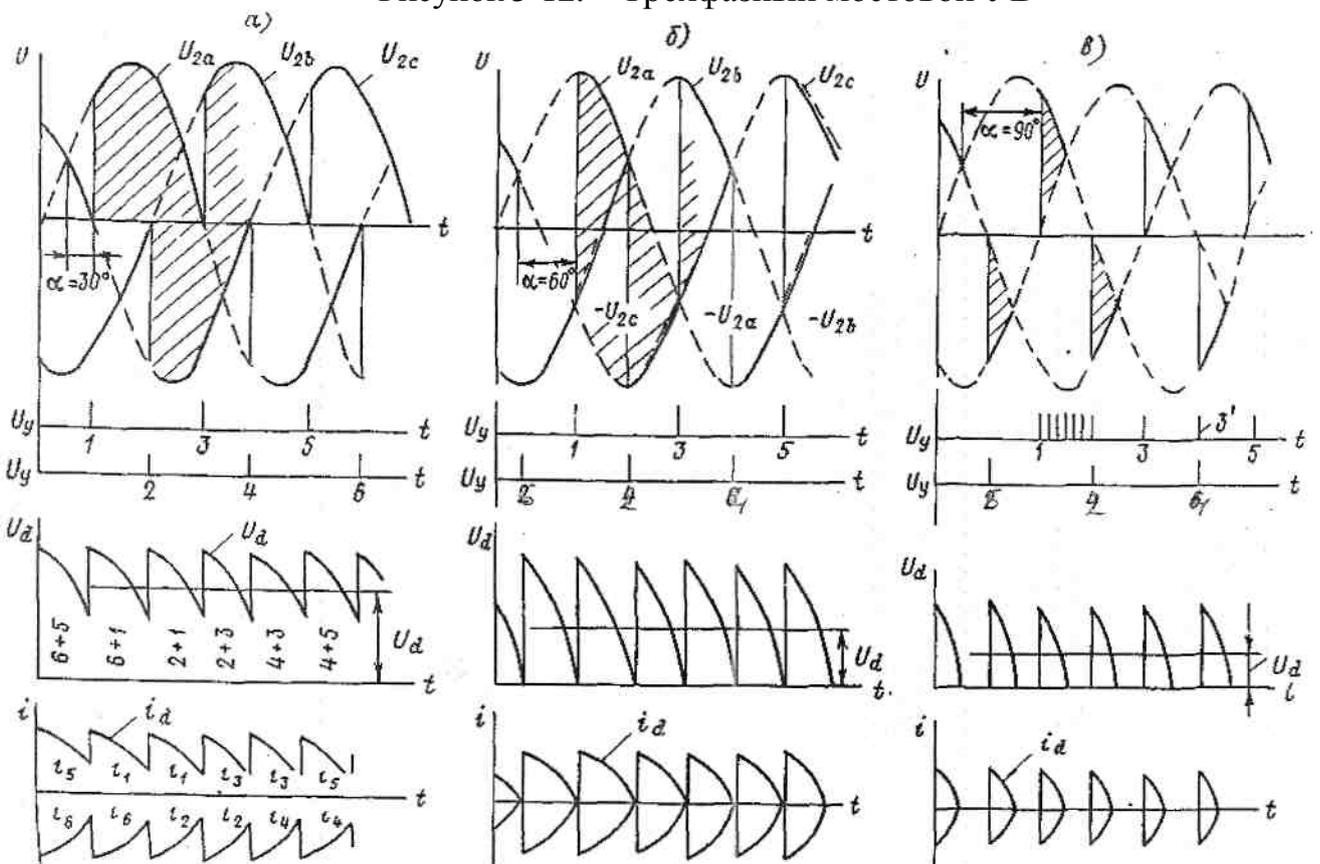


Рисунок 3-13. Диаграммы работы трехфазного мостового УВ на активную нагрузку при различных углах регулирования

Угола  $\alpha = 60^\circ$  является критическим и при дальнейшем его увеличении в кривых  $U_d$  и  $i_d$  появляются паузы, т. е. наступает режим работы УВ с

прерывистым выпрямленным током (при активной нагрузке!). Для обеспечения этого режима на управляющие электроды тиристоров следует подавать либо сдвоенные импульсы с интервалом  $60^\circ$ , либо удлиненные шириной не менее  $60^\circ$  (показано на диаграмме для  $\alpha = 90^\circ$ ). Например, для того чтобы открыть тиристор  $VD1$  в момент  $t_1$  и обеспечить цепь тока, необходимо подать такой же сигнал на  $VD6$ . После того как разность мгновенных напряжений  $U_{2a}$  и  $U_{2b}$  станет равной нулю ( $t_2$ ), оба тиристора закроются, а в момент времени  $t_3$  должен вступить в работу  $VD2$ , который откроется только при наличии повторного управляющего сигнала на  $VD1$  или при длительности его более  $60^\circ$

Для режима прерывистых токов

$$U_d = U_{d0} \cdot [1 + \cos(60^\circ + \alpha)] \cdot \alpha_{\text{прод}} = 120^\circ$$

При работе трехфазного мостового УВ на индуктивную нагрузку режим работы существенно изменяется (рисунок 3-14). Так, ток в нагрузке остается (при данном  $\alpha$ ) неизменным, каждый тиристор работает  $1/3$  периода, но переход тока с одного тиристора на другой происходит не в момент равенства фазных напряжений, а со сдвигом на угол  $\alpha$ . Токи во вторичных, а следовательно, и в первичных обмотках представляют собой прямоугольные импульсы длительностью  $1/3$  периода одного и столько же другого направления. Сигналы управления подаются на тиристоры в соответствии с графиком 3-14, б, но при запуске схемы необходимо выполнить условие одновременной подачи сигнала на оба тиристора. С увеличением  $\alpha$  уменьшаются средние значения  $U_d$  и  $I_d$ , но при  $\alpha < 60^\circ$  переход  $U_d$  с кривой одного линейного напряжения на кривую другого происходит в пределах положительной полярности участков этих линейных напряжений, поэтому кривые  $U_d$  и его среднее значение одинаковы при активной и индуктивной нагрузках.

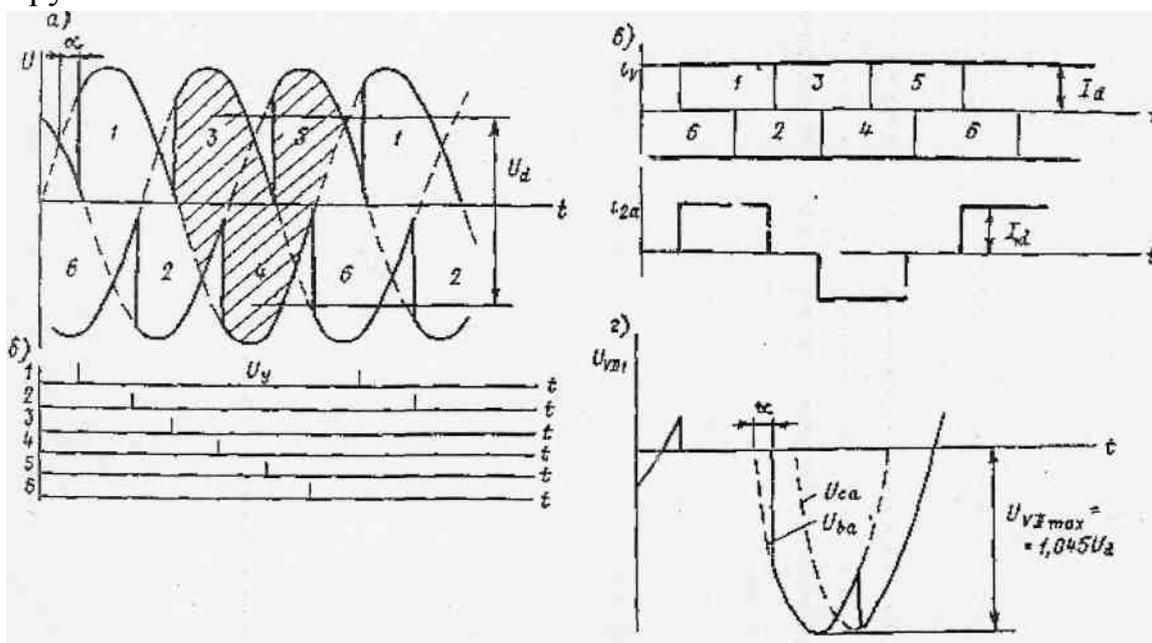


Рисунок 3-14. Диаграмма работы трехфазного мостового УВ на индуктивную нагрузку

При  $\alpha > 60^\circ$  в кривой  $U_d$  (на рисунке 3-15, показаны кривые линейных напряжений, так как именно они формируют напряжение на нагрузке) появляются участки с отрицательным напряжением, происходит более интенсивное снижение  $U_d$ . При  $\alpha = 90^\circ$  эти площадки равны между собой и  $U_d = 0$ . Поэтому для индуктивной нагрузки  $U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha$ , а регулировочная характеристика трехфазной мостовой схемы имеет вид, показанный на рисунке 3-16 (кривая а).

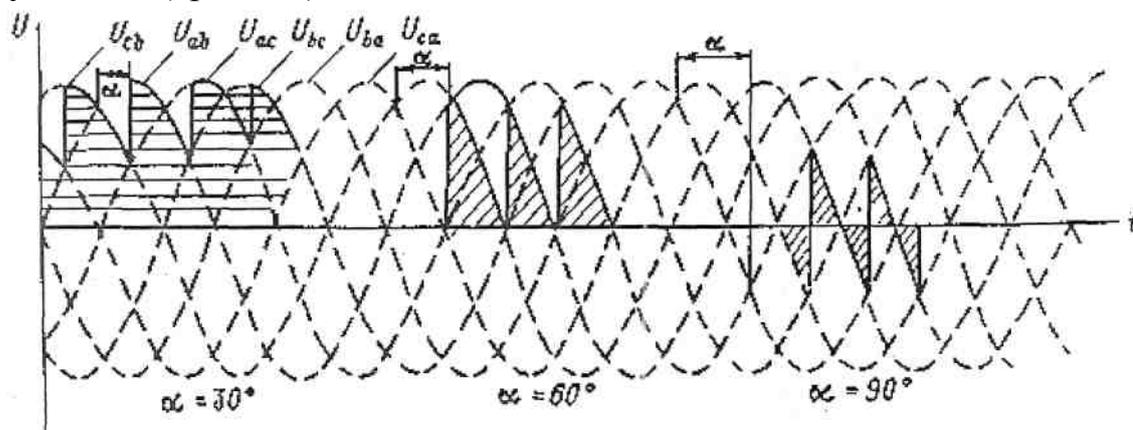


Рисунок 3-15. Диаграммы работы трехфазного мостового УВ при различных углах регулирования

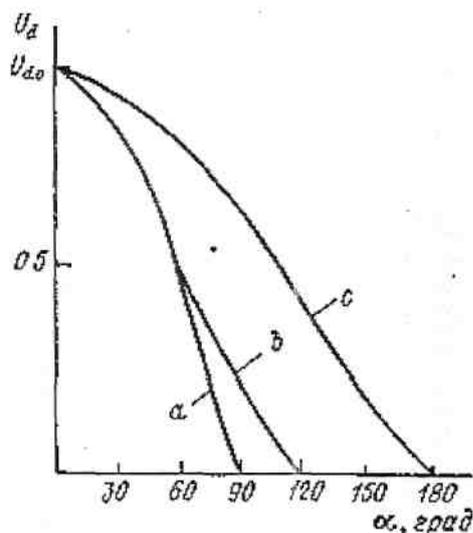


Рисунок 3-16. Регулировочные характеристики трехфазного УВ

На диаграмме (рисунок 3-14, г) показан график изменения прямого и обратного напряжения на одном из вентилях. Эти напряжения не могут превышать  $1.045 \cdot U_d$ , т.е. определяются линейным напряжением вторичной обмотки трансформатора. Следует отметить, что в принципе данная схема может применяться без специального трансформатора, получая питание непосредственно от сети.

При  $\alpha > 90^\circ$  работа схемы возможна, но уже в инверторном режиме, когда происходит преобразование энергии источника постоянного тока,

### 3.4 ИНВЕРТОРЫ, ВЕДОМЫЕ СЕТЬЮ

Как уже отмечалось, инвертированием называется процесс преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока. Если при этом приемная часть такого преобразователя (нагрузка) не имеет других источников питания, то инвертор называется автономным. Если же инвертор преобразует энергию постоянного тока и отдает ее в сеть, где есть другие источники, то он называется инвертором, ведомым сетью (ИВС), или просто ведомым.

ИВС выполняют практически по таким же схемам, что и управляемые выпрямители. На рисунке 3-17, а показана простейшая схема однофазного двухполупериодного ИВС. В качестве источника энергии используется обычная машина постоянного тока МПТ, которая может работать в режиме как двигателя, так и генератора.

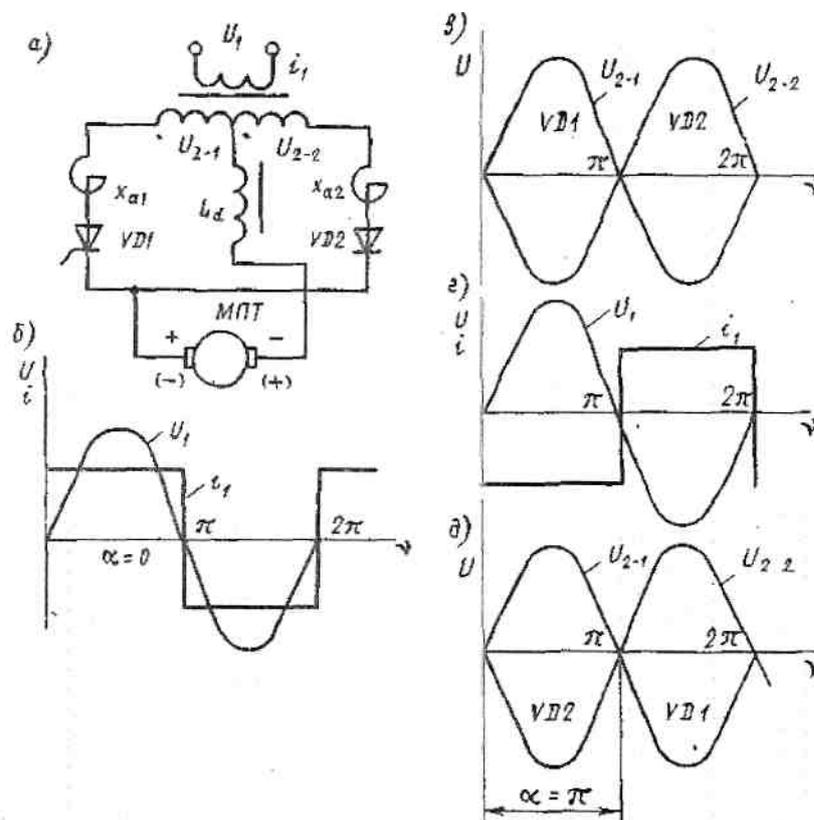


Рисунок 3-17. Однофазный ведомый инвертор (а) и диаграммы его работы (б-д)

Выходным звеном инвертора, работающего на сеть переменного тока, является трансформатор, параметры которого (количество обмоток и число витков) определяют значение и число фаз получаемого переменного напряжения. Для получения такого напряжения 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 вентилей.

Чтобы изменить направление потока энергии, следует изменить знак

мощности  $P_d = U_d I_d$ , развиваемой выпрямителем. Так как направление тока изменить нельзя вследствие односторонней проводимости тиристоры, то изменить знак  $P_d$  можно только изменением знака  $U_d$ , что достигается в управляемом выпрямителе увеличением угла управления  $\alpha > 90^\circ$

При выпрямлении источником энергии является сеть, поэтому при  $\alpha = 0$  ( $L \rightarrow \infty$ ) кривая тока  $i_l$ , потребляемого от сети, совпадает по фазе с напряжением питания  $U_l$  (Рисунок 3-17,б). Если  $x_{a1} = x_{a2} = 0$ , то форма тока  $i_l$  близка к прямоугольной, тиристор  $VD1$  работает в первом полупериоде,  $VD2$  - во втором и машина работает в двигательном режиме (рисунок 3-17, в, полярность на клеммах указана на рисунке 3-17, а).

При работе схемы в качестве инвертора источником питания служит машина постоянного тока, причем полярность на ее клеммах - обратная (на рисунке 3-17, а в скобках). Изменение полярности источника постоянного тока -одно из обязательных условий перехода схемы в режим инвертирования. При этом фазовый сдвиг между  $i_l$  и  $U_l$  составит  $180^\circ$  (рисунок 3-17,г), а тиристоры будут работать в обратной последовательности: в первом полупериоде -  $VD2$ , во втором -  $VD1$  (рисунок 3-17, д).

Таким образом, тиристоры находятся в открытом состоянии при отрицательной полярности напряжений вторичных обмоток трансформатора, при этом осуществляются поочередное подключение обмоток трансформатора через дроссель к источнику постоянного тока и передача энергии в сеть.

Ранее проводивший тиристор запирается под действием обратного напряжения сети со стороны вторичных обмоток, отсюда и название инвертора - ведомый.

К ранее проводившему тиристоры при отпирании очередного прикладывается обратное напряжение, равное сумме напряжений двух вторичных обмоток только в том случае, если очередной тиристор отпирается в момент, когда на подключенной к нему обмотке имеет место напряжение положительной полярности. Т. е. реальное значение угла  $\alpha$  должно быть меньше  $\pi$  на некоторый угол  $\beta$ , иначе говоря  $\alpha = \pi - \beta$ , или  $\alpha + \beta = \pi$ , или  $\beta = \pi - \alpha$  (рисунок 3-18).

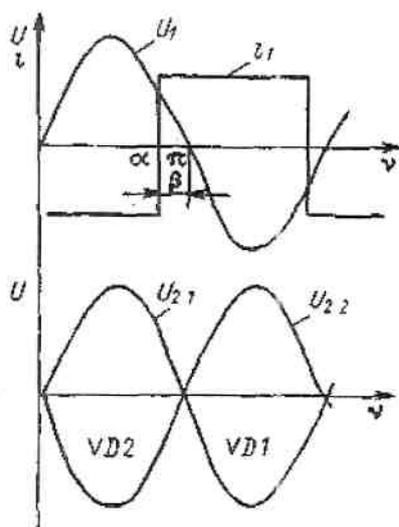


Рисунок 3-18. Диаграмма работы тиристора в ИВС

Если же очередной тиристор будет отпираться при  $\alpha = \pi$ , то условие запираения ранее проводившего тиристора не будет выполнено, он останется открытым, будет создана цепь короткого замыкания источника постоянного тока через вторичные обмотки трансформатора и ИВС выйдет из строя. Такое явление называется опрокидыванием инвертора.

Таким образом, второе условие перехода схемы в режим инвертирования - протекание тока через тиристоры при отрицательном напряжении на обмотках.

Рассмотрим работу однофазного ИВС подробнее (рисунок 3-19). В схеме предполагается  $L = \infty$ , поэтому входной ток инвертора идеально сглажен.

На интервале  $0 \dots a$  проводит тиристор  $VD2$ , его анодный ток  $i_{a2}$ , равный  $i_d$ , протекает под действием ЭДС  $E_d$  источника постоянного тока (генератора) через вторичную обмотку трансформатора навстречу напряжению  $U_{2-2}$ . Полуволна напряжения  $U_{2-2}$  отрицательной полярности определяет на этом интервале напряжение  $U_d$  инвертора. По окончании интервала  $a$ , т. е. с опережением на угол  $\beta$  относительно точки  $\pi$ , подачей управляющего сигнала отпирается тиристор  $VD1$ . Ввиду наличия индуктивностей  $x_{a1}$  и  $x_{a2}$  в анодных цепях тиристоров наступает интервал коммутации  $\gamma$  - период перехода тока с  $VD2$  на  $VD1$ , в течение которого  $U_d = 0$ . По окончании этого интервала  $VD2$  заперт,  $VD1$  открыт и  $i_{a1} = i_d$ . На интервале от  $\pi - \theta$  ( $\theta = \beta - \gamma$  - угол, в течение которого к  $VD2$  приложено обратное напряжение для восстановления его запирающих свойств) до угла  $2\pi - \beta$  ток от генератора протекает через другую половину вторичной обмотки трансформатора и  $VD1$ . Участок напряжения  $U_{2-1}$  (отрицательной полярности) определяет  $U_d$  инвертора на этом интервале, и т. д.

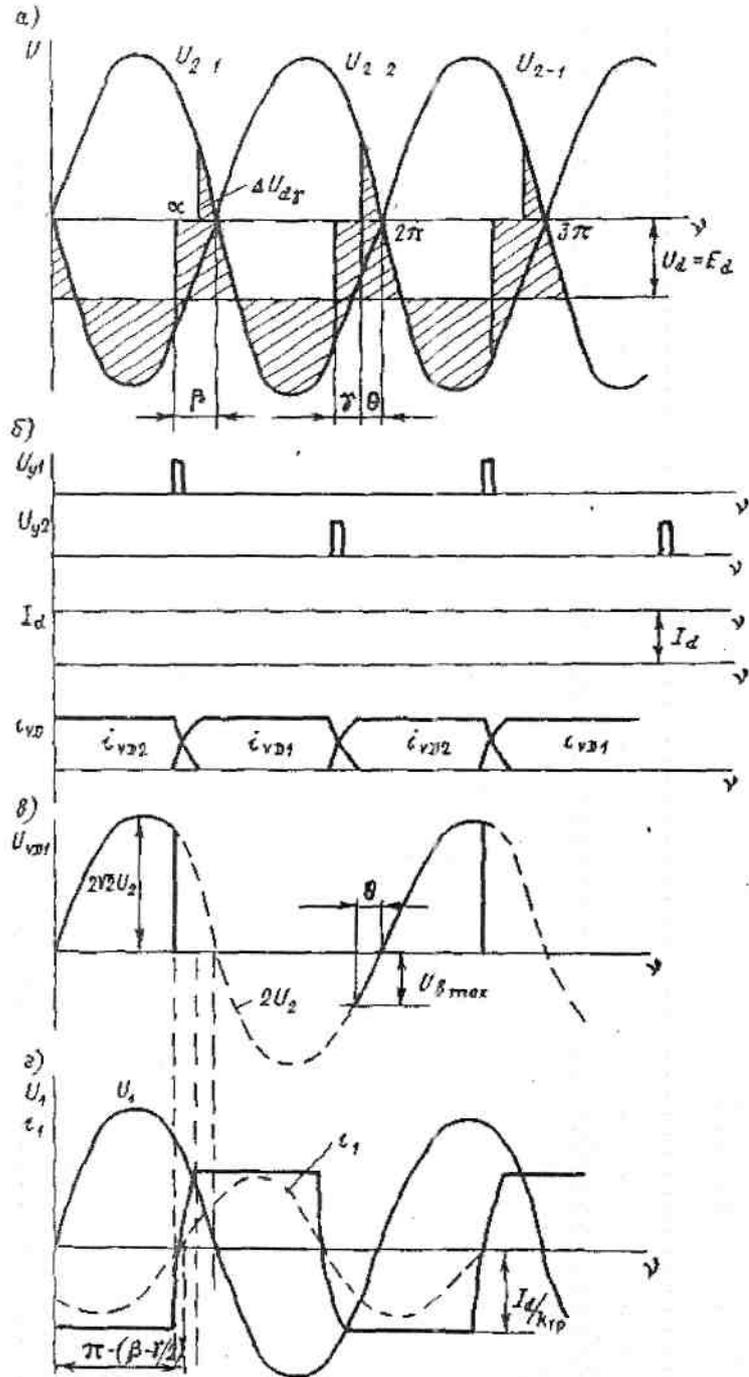


Рисунок 3-19. Диаграмма работы однофазного ИВС

Заштрихованные участки (рисунок 3-19, а) определяют отрицательный знак напряжения  $U_d$ , противоположный режиму выпрямления.

Кривая напряжения на тиристоре (рисунок 3-19, в) определяется суммой напряжений на вторичных обмотках трансформатора: максимальное прямое напряжение равно  $2\sqrt{2}U_2$ , обратное -  $2\sqrt{2}U_2 \sin \theta$ . Длительность действия обратного напряжения на тиристоре должна обеспечить надежное его запираение, т.е.  $t_{oo} = \theta/360^\circ \cdot f_c \geq t_{выкл}$ . На рисунке 3-19, г приведены кривые

напряжения сети  $U_1$  и отдаваемого в сеть тока  $i_1$ , амплитуда тока равна  $I_d / k_{mp}$ .

Так как коммутационные процессы в управляемом выпрямителе и ведомом инверторе сходны, то соотношения для периода коммутации в УВ можно использовать и в ИВС при условии подстановки  $\alpha = \pi - \beta$ . Тогда

$$I_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{x_a} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta],$$

т.е.  $I_d = \varphi(U_2, \beta, \gamma)$ .

При неизменных угле опережения  $\beta$  и напряжении  $U_2$  для увеличения инвертируемого тока  $I_d$  необходимо уменьшить разность  $\beta - \gamma = \theta$  за счет роста угла коммутации, т. е. увеличение инвертируемого тока приводит к уменьшению времени действия запирающего напряжения на выключаемом вентиле. Таким образом, критерием выбора угла  $\beta$  является обеспечение при  $I_{d, \max}$  необходимого угла  $\theta_{\min}$ , требуемого для надежного запираания тиристора с целью исключить опрокидывания инвертора.

Тогда

$$I_{d, \max} = \frac{\sqrt{2}U_2}{x_a} [\cos \theta_{\min} - \cos \beta], (*)$$

или

$$\beta = \arccos \left[ \cos \theta_{\min} - \frac{I_{d, \max} \cdot x_a}{\sqrt{2}U_2} \right].$$

Если не учитывать активное сопротивление в цепи источника питания, то его ЭДС будет равна  $U_{dv}$ , причем последнее имеет, как видно, отрицательную полярность, а коммутационное падение напряжения  $\Delta U_{dv}$  будет прибавляться к  $U_d$

Если принять  $\gamma = 0$ , то

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\pi - \beta}^{2\pi - \beta} \sqrt{2}U_2 \sin v \cdot dv$$

Отсюда

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \beta$$

или  $U_d = U_{d0} \cos \beta$ ,

$$\text{где } U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0.9U_2$$

Иначе говоря, при  $\gamma = 0$  и замене  $\alpha$  на  $\beta$  уравнение инвертора аналогично уравнению УВ.

На рисунке 3-20 приведена обобщенная характеристика преобразователя, ведомого сетью, из которой видно, что в пределах угла регулирования  $0 \dots \pi/2$  он работает в режиме управляемого выпрямителя, а при  $\alpha = \pi/2 \dots (\pi - \beta_{\min})$  - в режиме ИВС.

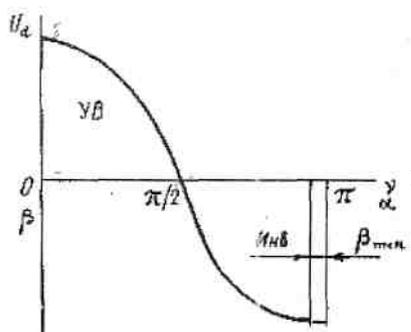


Рисунок 3-20. Обобщенная характеристика тиристорного преобразователя

Коммутационное падение напряжения  $\Delta U_{d\gamma}$  (за полупериод) можно

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{\pi} \int_{\pi-\beta}^{\pi-(\beta-\gamma)} \sqrt{2} U_2 \sin v \cdot dv = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 [\cos(\beta-\gamma) - \cos \beta] \quad (**)$$

$$\Delta U_{d\gamma} = U_{d0} / 2 [\cos(\beta-\gamma) - \cos \beta].$$

Так как

$$U_d = U_{d0} \cos \beta + \Delta U_{d\gamma},$$

то после подстановки

$$U_d = U_{d0} / 2 [\cos(\beta-\gamma) + \cos \beta].$$

вычислить так:

Так как в инверторе  $E_d = U_d$ , то повышение  $E_d$  приводит к увеличению

$I_d$ , т. е. увеличивается мощность, отдаваемая инвертором в сеть.

Зависимость напряжения  $E_d$ , питающего ИВС, от тока  $I_d$  называется входной характеристикой инвертора. Уравнение характеристики определяется из уравнений (\*) и (\*\*).

Как видно, разница между входной характеристикой ИВС и внешней характеристикой УВ заключается в замене угла  $\alpha$  на угол  $\beta$  и в знаке коммутационного падения напряжения.

Входные характеристики ИВС приведены на рисунке 3-21. Из него видно, что для каждого угла регулирования  $\beta$  с увеличением  $I_d$  растет  $E_d$ , причем при этом происходит уменьшение  $\theta$  (времени, предоставляемого тиристорам для восстановления запирающих свойств). При достижении током некоторого значения угол  $\theta$  становится критическим. При дальнейшем увеличении тока происходит опрокидывание тиристора.

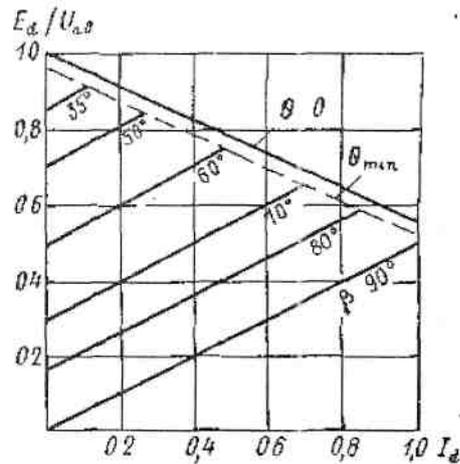


Рисунок 3-21. Входные характеристики ИВС

Так как с уменьшением  $\beta$  допустимый ток ИВС уменьшается, то на том же графике можно построить так называемую ограничительную характеристику, соответствующую предельным значениям  $\theta$ , при которых еще не происходит опрокидывания инвертора. Уравнение этой характеристики может быть получено следующим образом:

$$I_{d,\max} = (\sqrt{2}U_2 / x_a) [\cos \theta_{\min} - \cos \beta],$$

отсюда

$$\cos \beta = \cos \theta_{\min} - \frac{I_{d,\max} x_a}{\sqrt{2}U_2}.$$

Подставив это выражение в уравнение входной характеристики ИВС, можно получить

$$E_{d,\max} = U_{d,\max} = U_{d0} \cos \theta_{\min} - \frac{I_{d,\max} x_a}{\pi}$$

Коэффициент мощности ИВС  $\lambda = k \cos \varphi$ , где  $\cos \varphi = \cos(\beta - \gamma/2)$  и  $\gamma_{\max}$  (критический режим)

При

$$\beta_{\min} = \theta_{\min} + \gamma_{\max}, \quad \cos \varphi = \cos(\theta_{\min} + \gamma_{\max} / 2).$$

Трехфазные инверторы применяются значительно чаще чем однофазные. Схема трехфазного ИВС подобна схеме Ларионова, только вместо нагрузки последовательно с дросселем включается источник постоянного тока, а выходной частью схемы служит первичная обмотка трансформатора, включенная на ведомую сеть. Характеристики и параметры трехфазного ИВС аналогичны рассмотренным.

### 3.5 РЕВЕРСИВНЫЕ УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Во многих случаях в энергетических установках требуется получать в нагрузке напряжение постоянного тока различной полярности при питании ее от сети переменного тока, а часто необходимо обеспечить и возврат энергии в сеть. К таким установкам относятся в первую очередь электрические машины постоянного тока, работающие в системе электропривода грузоподъемных устройств (кранов, лебедок), а также гребные электрические установки переменного-постоянного тока с регулируемыми УВ. Для обеспечения указанных режимов применяются так называемые реверсивные УВ (РУВ), без каких-либо контактных переключателей.

Такие РУВ представляют собой два обычных, чаще всего трехфазных мостовых УВ, включаемых по одной из схем, приведенных на рисунке 3-23.

Схема а - перекрестная, требует отдельного питания мостов от отдельных обмоток, поэтому используется реже. Схема б выполнена так, что оба УВ, включенные встречно-параллельно, получают питание от одной вторичной обмотки трансформатора или просто от сети. Реакторы  $L1-L4$  могут быть независимыми, а могут быть выполнены попарно на общих магнитопроводах.

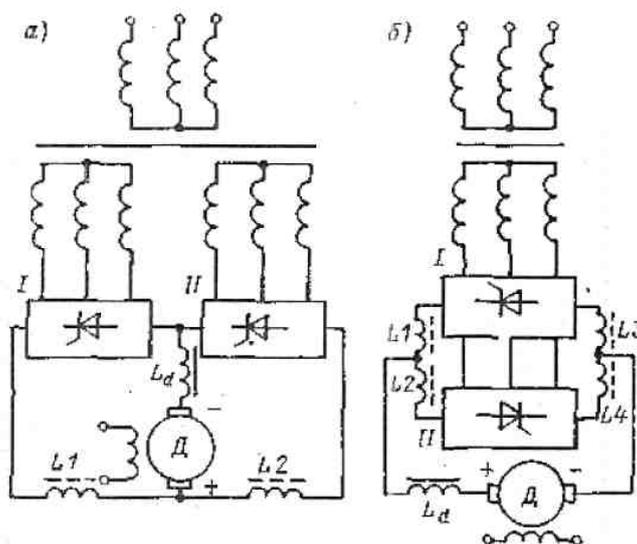


Рисунок 3-23. Схемы реверсивных УВ

Различают два режима управления тиристорными группами РУВ - раздельное и совместное. При более простом, раздельном управлении тиристорные мосты работают по очереди. Например, чтобы обеспечить полярность напряжения на нагрузке, указанную на рисунке 3-23, б, мост I работает в режиме выпрямителя, причем величина напряжения и, следовательно, частота вращения машины постоянного тока (МПТ) определяются углом регулирования  $\alpha_1$  (при  $\alpha_1 = 0$  напряжение максимально). При необходимости

затормозить и остановить МПТ мост I переводится в инверторный режим ( $\alpha_1 > 90^\circ$ ), происходит отдача энергии от МПТ, работающей в режиме генератора, в сеть, а когда МПТ останавливается и ее необходимо реверсировать, включается в работу мост II в выпрямительном режиме. После выключения одного моста перед включением другого необходимо обеспечить некоторую паузу, пока ток через тиристоры ранее работавшего моста не спадет до нуля и не произойдет надежное запирающее тиристоры. Эта пауза (5 ... 20 мс) приводит к некоторому уменьшению быстродействия в переходных режимах электропривода, но для МПТ большой мощности это время практически неощутимо. Для контроля спадания токов в мостах до нуля в схемах предусматриваются специальные датчики тока, сигнал с которых заводится в схему управления. Реакторы между мостами в принципе не нужны, но для исключения режимов прерывистых токов, что неблагоприятно отражается на МПТ, в цепи ее якоря должна быть достаточно большая индуктивность.

При совместном управлении сигналы на управляющие электроды подаются на тиристоры обоих мостов, один из которых работает в режиме выпрямления, второй - в режиме инвертирования. Для предотвращения появления значительных уравнивающих токов необходимо, чтобы средние значения напряжений выпрямителя и инвертора были бы равны, т. е.  $U_{d1} = U_{d2}$ , а для этого необходимо, чтобы

$$U_{d0} \cos \alpha^I = -U_{d0} \cos \alpha^{II}, \text{ или } \cos \alpha^I + \cos \alpha^{II} = 0,$$

$$\text{или } 2 \cos \frac{\alpha^I + \alpha^{II}}{2} - \cos \frac{\alpha^{II} - \alpha^I}{2} = 0, \text{ т. е. } \alpha^I + \alpha^{II} = 180^\circ$$

При  $\alpha^I + \alpha^{II} > 180^\circ$  недоиспользуется мощность РУВ, а при  $\alpha^I + \alpha^{II} < 180^\circ$  возникают значительные уравнивающие токи. Если в режиме выпрямления работает мост I, а в режиме инвертирования - мост II, то  $\beta^{II} = \pi - \alpha^{II}$ , или  $\beta^{II} = \alpha^I$

При изменении направления тока через нагрузку и изменении режимов работы мостов  $\beta^I = \alpha^{II}$

Для пояснения процессов пуска, торможения и реверсирования двигателя постоянного тока, питающегося от РУВ, удобно рассмотреть совмещенные внешние характеристики такого преобразователя (рисунок 3-24).

Если необходимо обеспечить пуск МПТ в сторону, определяемую полярностью, указанной на рисунке 3-23, б, осуществляется подача управляющих сигналов на тиристоры моста I с углом  $\alpha^I$ , близким к  $90^\circ$ . Двигатель начинает разгоняться до небольшой скорости, определяемой  $U_{d1}$ . Для дальнейшего увеличения частоты вращения МПТ надо увеличивать  $U_d$ , что производится уменьшением угла  $\alpha^I$  моста I соответственно до значения  $\alpha_2 \dots \alpha_4$ . При этом происходит переход рабочей точки с одной внешней характеристики на другую по линиям, показанным пунктиром, наклон которых зависит от темпа пуска МПТ и величины индуктивности в цепи якоря. Чтобы не допустить слишком больших токов (больше  $I_{d.\max}$ ),

необходимо ограничивать темп изменения  $\alpha'$ . Если схема управления будет настроена на поддержание  $I_d \leq I_{d,max}$ , то разгон двигателя будет идти практически по линии  $I_{d,max}$  до достижения внешней характеристики УВ, соответствующей заданному углу  $\alpha'$  (например,  $\alpha_4$ ), и далее двигатель будет работать в точке пересечения этой внешней характеристики и линии  $M_c = const$ , если в схеме управления не предусмотрена дополнительная обратная связь, обеспечивающая  $n = const$ . В этом режиме работает мост I, мост II не используется.

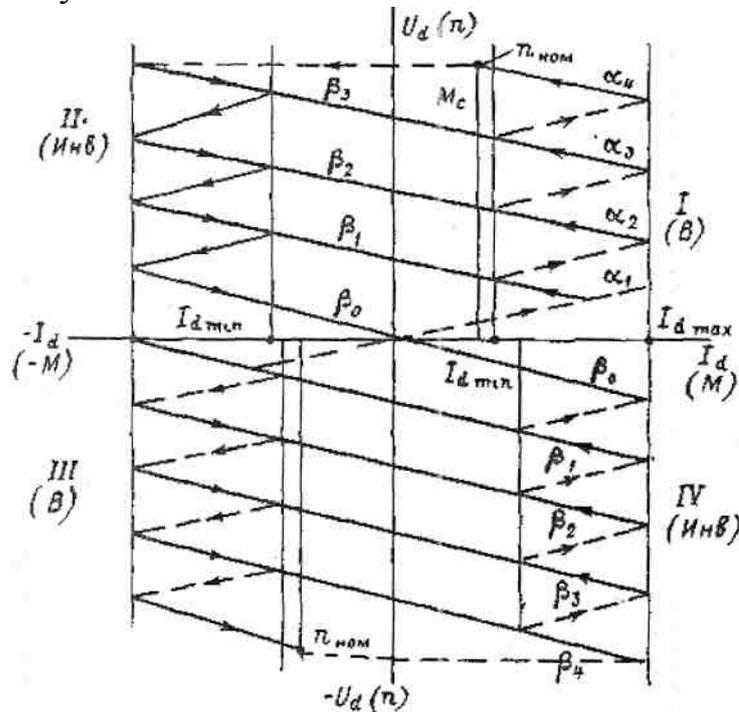


Рисунок 3-24. Диаграмма работы РУВ на электропривод

При необходимости торможения двигателя угол  $\alpha'$  увеличивают, например с  $\alpha_4'$  до  $\alpha_3'$ , что эквивалентно для моста II характеристике  $\beta_3''$ ; рабочая точка переходит во II квадрант, включается второй мост, отключается первый и дальнейшее торможение (с отдачей энергии в сеть) проводится изменением угла  $\beta_3''$  до  $\beta_0''$ , т. е. до полной остановки двигателя. Для получения максимальной скорости процесса торможения тормозной ток следует, регулируя угол  $\beta''$ , поддерживать на уровне, близком к  $I_{d,max}$ . При дальнейшем изменении угла регулирования второго моста  $\alpha''$  можно обеспечить пуск МПТ в обратном направлении.

Диаграмма напряжений на мостах РУВ приведена на рисунке 3-25. Реверсивный управляемый выпрямитель с совместным управлением мостов позволяет обеспечить высокие динамические качества электропривода постоянного тока, однако у него есть и два больших недостатка - повышенные требования к схемам управления мостов для точного обеспечения равенства  $\alpha' + \alpha'' = 180^\circ$ , а также неизбежность появления уравнительных токов между мостами. Эти токи возникают как следствие

неравенства мгновенных значений напряжений  $U_d^I$  и  $U_d^{II}$ , создаваемых мостами, работающими соответственно в выпрямительном и инверторном режимах (при равенстве средних значений). Если мост I работает как выпрямитель, а мост II - как инвертор, то при  $\beta^{II} = \alpha^I$  имеет место разность напряжений (рисунок 3-25, б). Уравнительный ток протекает по внутреннему контуру, образуемому открытыми тиристорами (в данный момент) и обмотками трансформатора. Так, на интервале  $\Delta t$  уравнительный ток протекает через тиристоры 5 и 6 моста I и 4 и 5 моста II (расположение диодов в мостах показано на рис. трехфазного мостового УВ). Так как сопротивления этих контуров очень невелики, для ограничения уравнительного тока необходимо применять специальные меры, например включать в цепь реакторы.

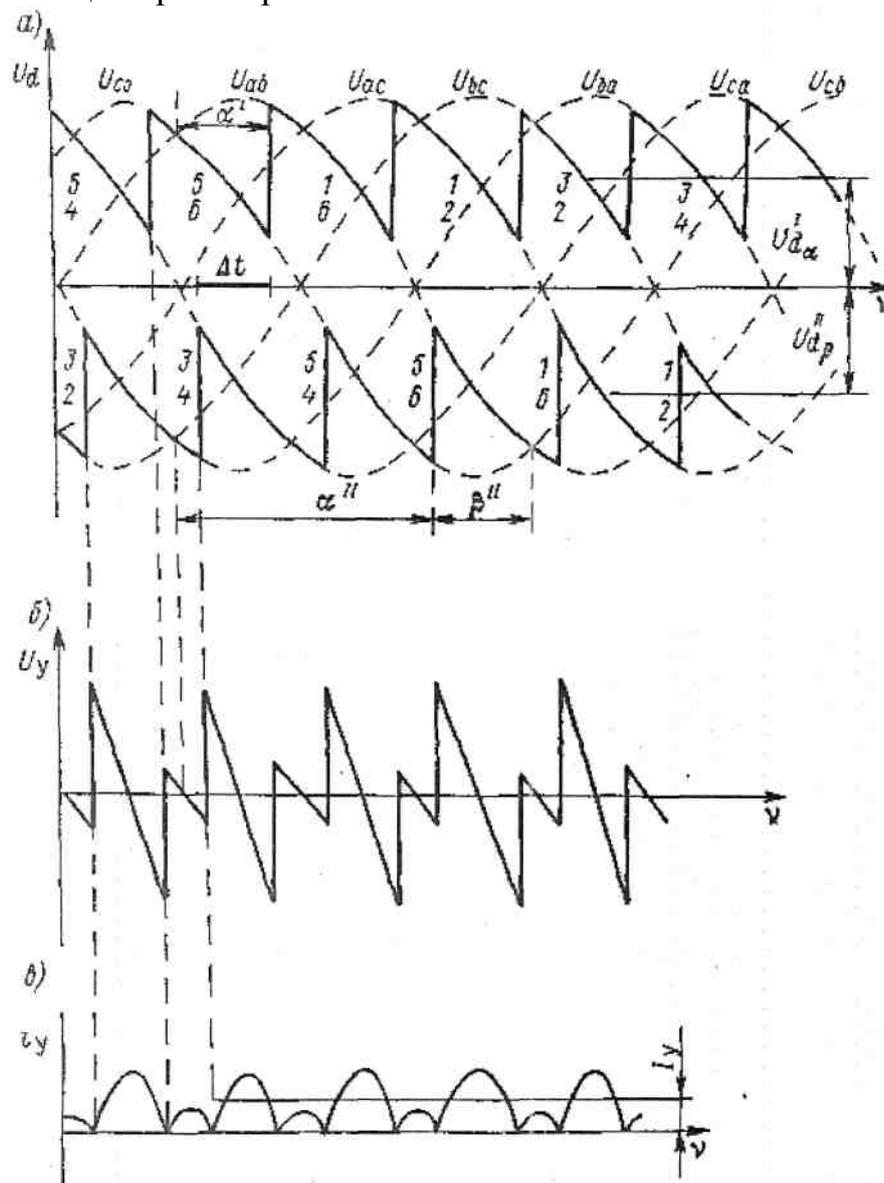


Рисунок 3-25. Диаграмма напряжений на мостах РУВ

Индуктивность реакторов рассчитывают из условия ограничения уравнивающих токов до уровня  $0.1I_{d,ном}$ . Естественно, с применением реакторов ухудшаются массогабаритные показатели РУВ, увеличиваются потери в вентилях и обмотках трансформатора, требуются дополнительные меры по охлаждению элементов схемы. Поэтому РУВ с совместным управлением следует использовать при создании быстродействующих, относительно малоинерционных приводов.

Необходимо иметь в виду, что уравнивающие токи возникают и в РУВ, выполненном по перекрестной схеме, но так как частота этих токов в два раза больше, чем во встречно-параллельной схеме, то габариты реакторов соответственно меньше.

Для получения в нагрузке регулируемого напряжения постоянного тока любой полярности можно применять схему (рисунок 3-26), включающую один трехфазный УВ с одной схемой управления, который может работать как в выпрямительном, так и в инверторном режиме, и тиристорный переключатель полярности  $VD7, VD10$ . При включении  $VD7$  и  $VD10$  ток по нагрузке протекает слева направо, при включении  $VD8$  и  $VD9$  - в обратном направлении.

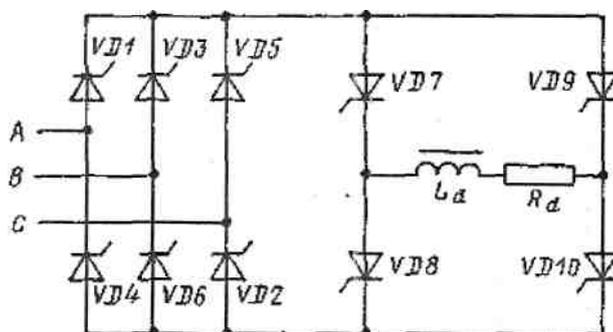


Рисунок 3-26. РУВ с тиристорным переключателем полярности

Так как в схему управления этими тиристорами можно не включать устройства фазового управления, а предусмотреть только блокировку переключения при  $I_d \neq 0$ , то все устройство получается дешевле, проще и не требует защиты от уравнивающих токов. Но, как и в схеме с отдельным управлением тиристорных мостов, в этой схеме следует учесть бестоковую паузу.

## 4 АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

*Инвертором* называется устройство для преобразования постоянного тока в переменный с постоянными или регулируемыми значениями выходного напряжения и частоты. Если инвертор работает на нагрузку, не имеющую другого источника питания, он называется автономным. Автономные инверторы (АИ) применяются для питания потребителей переменным током от аккумуляторных батарей или других источников постоянного тока, для электропривода с частотным регулированием, в системах прямого преобразования энергии, например от топливных элементов, МГД-генераторов и т. п.

Основные требования к АИ: максимальный КПД преобразования, минимальные массогабаритные показатели и стоимость, возможность регулирования  $U_n$  и  $I_{вых}$  в достаточно широких пределах, обеспечение заданной формы выходного напряжения, отсутствие срывов работы при перегрузке и на холостом ходу и т. п.

В качестве переключательных элементов в автономных инверторах нашли применение транзисторы, обычные и двухоперационные тиристоры. Первые используются в устройствах относительно небольшой мощности, последние наиболее удобны в АИ напряжения и в регулируемых инверторах. Обычные тиристоры иногда приходится применять в совокупности со схемами принудительной коммутации.

Все АИ могут быть подразделены на ряд видов. По схеме преобразования АИ различаются по количеству фаз, схеме питания и некоторым другим параметрам, о которых будет упомянуто ниже. По способу коммутации вентилей они могут быть следующими:

- инверторы, полностью коммутируемые по управляющим цепям (на транзисторах и ДОТ);

- инверторы с коммутирующими конденсаторами, подключенными параллельно нагрузке;

- последовательные инверторы;

- АИ с двухступенчатой коммутацией, позволяющие осуществлять регулирование выходного напряжения.

Однако наиболее существенно деление автономных инверторов на два типа - автономные инверторы напряжения (АИН) и АИ тока (АИТ) в зависимости от характера источника питания и его связи с АИ (кроме того, существуют и резонансные АИ, но применяются они редко).

### 4.1 Автономный инвертор напряжения

АИН формирует в нагрузке переменное напряжение путем периодического подключения ее к источнику напряжения за счет поочередного попарного включения вентилей (рисунок 4-1, а).

Источник питания работает в режиме генератора напряжения (аккумуляторные батарея или выпрямитель с емкостным фильтром),

назначение конденсатора будет разъяснено дополнительно.

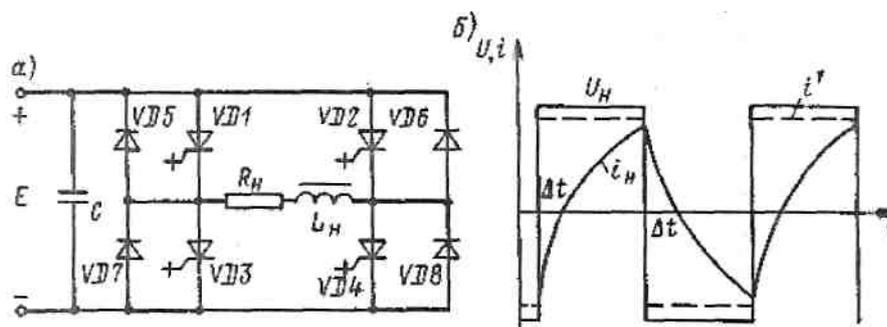


Рисунок 4-1. Автономный инвертор напряжения (а) и диаграмма его работы (б)

Вентили должны быть полностью управляемые (ДОТ) или каждый тиристор снабжается схемой принудительной коммутации. При работе схемы на нагрузке формируются прямоугольные импульсы напряжения (рисунок 4-1, б), а форма тока зависит от ее характера. Если нагрузка чисто активная, то форма тока совпадает с формой напряжения (пунктир на рисунке 4-1, б), если нагрузка активно-индуктивная, ток  $i_n$  меняется по экспоненте с постоянной времени  $\tau = L_n / R_n$ . При запирании очередной пары вентилях (например,  $VD1$  и  $VD4$ ) и отпирании второй пары напряжение  $U_n$  меняется скачком, а ток некоторое время  $\Delta t$  сохраняет свое направление. Для обеспечения прохождения этого тока используются так называемые обратные диоды  $VD5... VD8$ , далее ток замыкается через конденсатор  $C$ .

Частота тока в нагрузке определяется схемой управления, нагрузочная характеристика АИН - жесткая, так как напряжение на нагрузке практически равно  $U_n = E$ .

Так как входной ток собственно инвертора становится (при  $RL$ -нагрузке) знакопеременным, то при работе АИН от выпрямителя необходим конденсатор  $C$  большой емкости. АИН могут работать в широком диапазоне нагрузок - от холостого хода до значения, при котором возможна перегрузка вентилях.

Максимальное значение тока нагрузки при симметричном характере выходного напряжения равно

Регулировать напряжение на выходе АИН можно, либо изменяя  $E$ , либо с помощью широтно-импульсного регулирования. Последнее осуществляют несколькими способами: 1) каждый импульс напряжения в нагрузке формируется из нескольких, меняющих свою длительность (рисунок 4-2, а); 2) сокращение времени работы АИН в каждый полупериод за счет закрывания одной пары вентилях и включения второй пары с задержкой (рисунок 4-2, б); 3) применение двух инверторов, работающих на общую нагрузку через трансформатор с геометрическим сложением выходных напряжений путем регулирования фазы в схемах управления (рисунок 4-2, в). В первых двух случаях возрастают амплитуды высших гармоник, но в первом варианте можно

по лучить выходное напряжение, близкое по форме к синусоидальному.

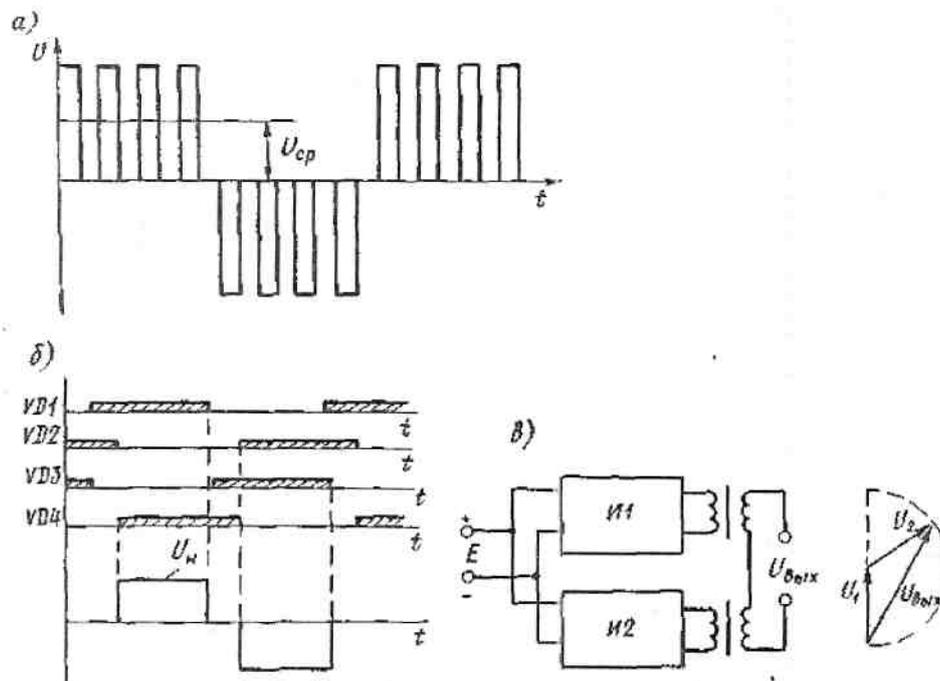


Рисунок 4-1. Регулирование напряжения в АИН

## 4.2 Автономный инвертор тока

АИТ (рисунок 4-3) получает питание от источника питания через достаточно большую индуктивность, поэтому потребляемый инвертором ток практически не меняется. При поочередном переключении пар тиристоров (не запираемых) в нагрузку формируются прямоугольные импульсы тока, а форма напряжения зависит от характера нагрузки, которая, как правило, бывает активно-емкостная. По способу подключения конденсатора к нагрузке такие АИТ получили название параллельных

Как видно из рисунке 4-3, при очередном переключении пар тиристоров (например, работали  $VD1$  и  $VD4$ , а включаются схемой управления  $VD2$  и  $VD3$ ) через нагрузку ток меняется скачком, а за счет перезаряда конденсатора  $C$  в течение некоторого интервала времени ранее работавшие тиристоры оказываются под обратным напряжением и, естественно, запираются. Необходимо, чтобы этот интервал был больше времени выключения тиристора. Чем больше постоянная времени  $\tau = R_{н}C$ , тем медленнее меняется напряжение на нагрузке, закон его изменения приближается к линейному, а форма – к треугольной. Внешняя характеристика АИТ

мягкая (крутопадающая), режим холостого хода невозможен.

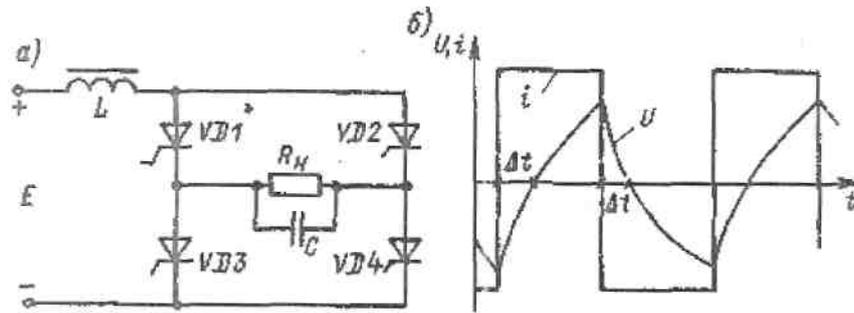


Рисунок 4-3. Автономный инвертор тока (а) и диаграмма его работы (б)

Относительное значение напряжения на нагрузке и вид внешней характеристики могут быть приближенно найдены из формулы

Следует отметить, что при активно-индуктивной нагрузке АИТ неработоспособен и такую нагрузку необходимо шунтировать конденсатором.

Так как на практике трудно обеспечить  $L = \infty$  для АИТ или  $C = \infty$  для АИН, реальные схемы имеют некоторые промежуточные качества.

Для питания относительно маломощной однофазной нагрузки с напряжением, заметно отличающимся от напряжения питания, удобно применять схему, в которой одна пара тиристоров заменена полуобмотками трансформатора, а сам он позволяет согласовать  $U_n$  и  $U_n$  (рисунок 4-4).

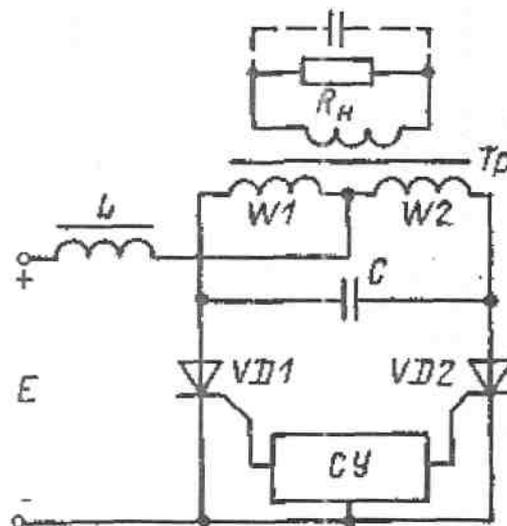


Рисунок 4-4. Параллельный инвертор на тиристорах

При включении, например,  $VD1$  ток проходит от источника питания через  $L$ , полуобмотку  $W1$  трансформатора  $Tr$  и  $VD1$ . Во вторичной обмотке

индуцируется ЭДС, и появляется ток в нагрузке. Коммутирующий конденсатор  $C$  заряжается почти до удвоенного напряжения сети (за счет ЭДС самоиндукции в обмотке  $W2$ ). Когда схема управления  $СУ$  включит  $VD2$ , конденсатор оказывается включенным параллельно  $VD1$ , тот мгновенно запирается (так как подано напряжение в запирающем направлении) и процесс повторяется.

В нагрузке формируется напряжение с частотой, определяемой схемой управления. Форма напряжения зависит от  $R_H$  (при больших  $R_H$  она ближе к треугольной, при меньших  $R_H$  - к прямоугольной), величина - от  $E$ , коэффициента трансформации и значения  $R_H$ .

Напряжение на  $L$  равно разности между  $U_c$  (пересчитанным к половине первичной обмотки) и  $E$ . В режимах, близких к холостому ходу, конденсатор заряжается неизменным током, причем  $U_c$  может достигать больших (много больше  $E$ ) значений, что опасно для тиристорov.

В качестве схемы управления можно применять транзисторный симметричный мультивибратор с эмиттерными повторителями, подключенными к управляющим электродам тиристорov, питающийся от того же источника питания. Схема пригодна для  $E=12...250$  В,  $I_H = 1...50$  А,  $f=10...2000$  Гц

Последовательные инверторы в некоторых случаях применяются для получения переменного тока повышенной частоты ( $f=2...50$  кГц). Они имеют резонансную цепочку, с помощью которой производится коммутация вентиляей. Схема работает следующим образом (рисунок 4-5). При подаче управляющего сигнала открывается  $VD1$ , ток идет через  $L1$ ,  $R_H$ ,  $C$ . В следующий полупериод включается  $VD2$  и конденсатор  $C$ , заряженный во время первого полупериода, разряжается через  $R_H$ ,  $L2$  и  $VD2$ . Схема может работать в нескольких режимах.

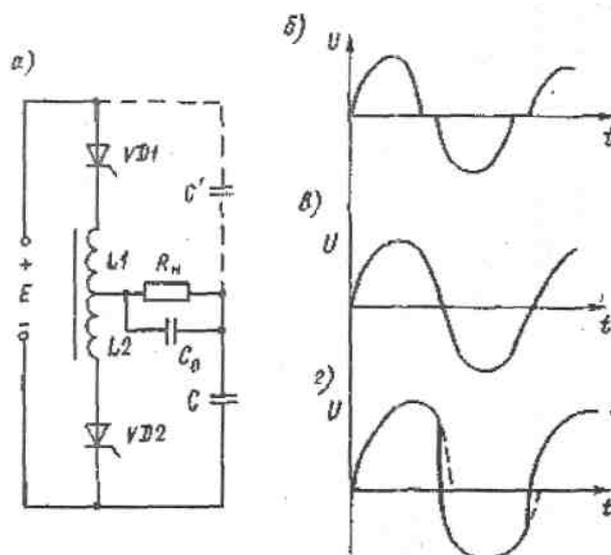


Рисунок 4-5. Последовательный инвертор (а) и режимы его работы (б-г)

В режиме прерывистых токов (рисунок 4-5, б)  $VD1$  выключается после спада тока заряда конденсатора  $C$ , т. е. до того момента, когда схема управления включает  $VD2$  (и наоборот). В результате имеет место интервал времени, когда оба вентиля ток не проводят и  $I_n = 0$ .

В режиме непрерывных токов (рисунок 4-5, г)  $VD1$  выключается в момент включения  $VD2$ , т. е. есть состояние, когда ток проводят оба вентиля. Выключение  $VD1$  при этом осуществляется за счет того, что при включении  $VD2$  и прохождении тока разряда  $C$  через  $L2$  в  $L1$  формируется противо-ЭДС, достаточная для снижения тока открытого  $VD1$  до нуля. Для этого необходимо, чтобы включение  $VD2$  происходило тогда, когда ток через  $VD1$  уже начал снижаться. В противном случае неизбежен режим „сквозного“ тока через  $VD1, L1, L2$  и  $VD2$ , т. е. режим КЗ.

Оптимальным является граничный режим (рисунок 4-5, в), при котором форма тока в нагрузке близка к синусоиде. Такие инверторы целесообразно применять при постоянных значениях всех параметров, в том числе нагрузки, при этом обеспечивается достаточно жесткая внешняя характеристика. Так как при малых нагрузках инвертор может выпасть из режима, параллельно  $R_n$  включают  $C_0$  и инвертор превращается в последовательно-параллельный.

Если подключить еще один конденсатор  $C'$ , то инвертор из однотактного превращается в двухтактный, в то время, когда заряжает  $C$ , разряжается  $C'$  и наоборот. Это повышает эффективность работы схемы.

Последовательные инверторы могут быть и многофазными.

## 4.3 УЗЛЫ ИСКУССТВЕННОЙ КОММУТАЦИИ

В качестве узлов принудительной (искусственной) коммутации тиристоров в автономных инверторах, переключателях переменного тока и других преобразователях используются переключатели постоянного тока на тиристорах. Такие переключатели могут использоваться самостоятельно, например в импульсных преобразователях постоянного напряжения. Если есть возможность применить двухоперационные тиристоры, то задача решается очень просто: достаточно в схеме управления сформировать сигнал обратной по отношению к включающему полярности, и тиристор будет выключен. Однако параметры и диапазон мощностей имеющихся в настоящее время ДТО ограничивают их применение. Поэтому чаще приходится использовать обычные тиристоры.

Самый простой способ выключения такого тиристора - уменьшение (тем или иным способом) тока, проходящего через него, до значения, меньшего тока выключения (порядка  $1...2\%I_{np.max}$ ), и сохранение этого состояния в течение времени выключения (единицы и десятки микросекунд). Если питание схемы осуществляется переменным током, то это происходит естественным путем после изменения полярности приложенного к тиристорам напряжения и прекращения протекающего через него тока. При питании схемы постоянным током, что встречается довольно часто, для запираания тиристора необходимо на какой-то период времени приложить к нему обратное напряжение или полученное от постоянного источника, или сформированное с помощью специальной схемы от основного источника питания. Такая схема обычно называется схемой искусственной коммутации (ИК) и включает 4 ... 6 дополнительных элементов.

Схем ИК к настоящему времени разработано много. Иногда их делят на параллельные и последовательные по способу подключения основного узла схемы - конденсатора - к коммутируемому тиристорам. Но основное их различие заключается в следующем. В некоторых схемах время включенного, состояния коммутируемого тиристора определяется параметрами схемы ИК и может быть изменено только изменением этих элементов. Но существуют схемы, в которых этот интервал зависит от момента подачи выключающего сигнала и может быть практически любым. Первая группа схем используется сравнительно редко (из-за трудности изменения емкости или индуктивности) и только в устройствах с частотно-импульсной модуляцией, когда длительность интервала проводимости тиристора постоянна, а регулируется частота их следования.

На рисунке 4-6, а после включения тиристора  $VD$  возникает колебательный процесс в последовательном  $ZC$ -контуре. После заряда конденсатора ток в цепи падает практически до нуля, тиристор закрывается, а конденсатор разряжается через сопротивление  $R$  для подготовки к следующему циклу. В схеме необходимо обеспечить два условия: ток, проходящий через  $R$ ,  $VD$ ,  $L$  и  $R$ , должен быть меньше тока отпущения тиристора, т. е.  $R$  достаточно

велико, время включенного состояния тиристора определяется временем заряда конденсатора  $C$  через  $R_H$  и  $L$ .

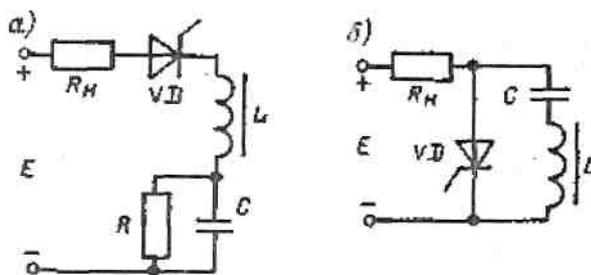


Рисунок 4-6. Схемы выключения тиристора с помощью резонансных цепочек

На рисунке 4-6, б используется последовательный колебательный контур, включенный параллельно тиристор. При запертом  $VD$  конденсатор заряжается до напряжения сети через  $R_H$  и  $L$ , а при включении  $VD$  происходит колебательный перезаряд  $C$ . Через полпериода собственных колебаний  $LC$ -контра полярность конденсатора меняется на противоположную, и в следующий полупериод нарастающий ток перезаряда конденсатора, протекая навстречу току через тиристор, выключает его (если ток контура превышает  $I_H$ ), а затем снова  $C$  зарядится до  $E_H \cdot I_H$ .

Более сложными, но зато более гибкими в работе являются схемы с произвольно регулируемым временем включения основного тиристора (рисунок 4-7).

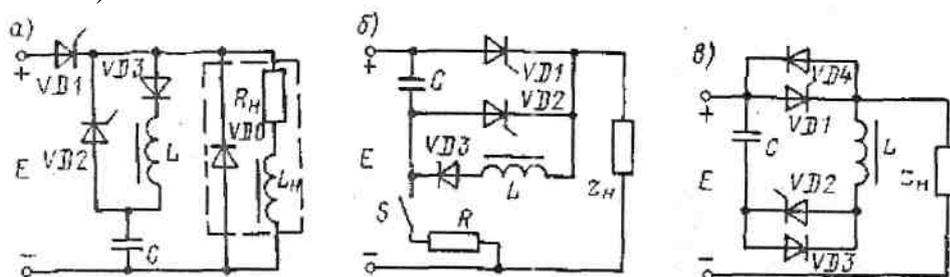


Рисунок 4-7. Схемы выключения тиристора с помощью вспомогательного тиристора

На рисунке 4-7, а показана схема с коммутирующим конденсатором  $C$ , подключенным параллельно нагрузке. При включении основного тиристора  $VD1$  подается напряжение к нагрузке и через диод  $VD3$  и индуктивность  $L$  конденсатор  $C$  заряжается до напряжения  $U_c > E$ . Через  $VD1$  протекает сумма тока нагрузки и тока заряда  $C$ , последний по форме близок к половине синусоиды. Если конденсатор  $C$  имеет малый ток утечки (условие обязательное и для прочих схем), то длительность включенного состояния  $VD1$  не ограничена. Для его выключения необходимо включить вспомогательный тиристор  $VD2$ , тогда к нагрузке будет подключен

конденсатор  $C$ , а так как  $U_c > E$ , то тиристор  $VD1$  закроется, оказавшись под обратным напряжением. После разряда  $C$  через нагрузку и  $VD2$  и спада тока в этой цепи до нуля  $VD2$  закроется, и схема будет готова к следующему циклу. К недостаткам схемы можно отнести то, что к нагрузке кратковременно прикладывается напряжение, превышающее  $E$ , а это не всегда желательно, и быстрый разряд  $C$  через относительно малое сопротивление нагрузки, а следовательно, очень короткий промежуток времени (когда  $U_c > E$ ) для отключения  $VD1$ .

Более совершенной является схема на рис. 2, б. Перед началом работы необходимо обеспечить заряд конденсатора  $C$ , что производится включением  $VD2$ . Ток проходит по цепи  $C$ - $VD2$ - $R_{н}$ , и конденсатор заряжается до напряжения сети. Второй, реже применяемый способ - заряд  $C$  через  $R$  при помощи ключа  $S$ , который должен быть кратковременно замкнут; этот способ используется иногда при первоначальном пуске схемы. При включении основного тиристора  $VD1$  ток поступает к нагрузке, одновременно конденсатор перезаряжается по цепи  $VD1$ - $L$ - $VD3$ . За счет индуктивности напряжение на нем к концу колебательного процесса становится больше  $E$  и обратной полярности. В таком состоянии схема может находиться достаточно долго. Для выключения  $VD1$  необходимо включить  $VD2$ , тогда заряженный конденсатор  $C$  подключается параллельно  $VD1$  с обратной для последнего полярностью.  $VD1$  выключается, а конденсатор перезаряжается до исходного состояния (плюс на верхней обкладке) через  $R_{н}$ . В этой схеме время нахождения  $VD1$  под обратным напряжением определяется временем спада  $U_c$  до нуля, т. е. может быть использована меньшая емкость. Напряжение на нагрузке несколько превышает  $E$ , но за время перезаряда конденсатора весь ток нагрузки проходит через  $VD2$ , и тиристор должен быть достаточно мощным, чтобы выдерживал этот ток. Схема имеет ряд достоинств, уже отмеченных ранее кроме того, параметры индуктивности у нее не очень критичны.

В схеме на рис. 2, в при подаче напряжения питания  $E$  конденсатор  $C$  заряжается до этого напряжения через  $VD3$ ,  $L$  и  $R_{н}$  (ток заряда может быть достаточно малым). После включения основного тиристора  $VD1$  и подачи питания к нагрузке конденсатор остается в том же состоянии. Для выключения  $VD1$  включается  $VD2$ , тогда конденсатор  $C$  перезаряжается по цепи  $VD1$ - $L$ - $VD2$ , и за счет индуктивности напряжение на нем (плюс на нижней обкладке) становится больше  $E$ ,  $VD1$  оказывается под обратным напряжением и закрывается с некоторой задержкой относительно момента отпирания  $VD2$ , что является недостатком схемы. Конденсатор  $C$  снова заряжается. Для быстрого восстановления исходного состояния схемы в нее может быть введен диод  $VD4$ , через который перезаряд конденсатора будет происходить быстрее, при сохранении на  $VD1$  обратного напряжения, равного  $\Delta U_{ин}$  на  $VD4$ .

Схемы выключения тиристора шунтированием ключом или транзистором (непосредственным или с применением специального источника питания) имеют принципиальные недостатки, не дающие возможности использовать их на практике.

Для более полного понимания процессов коммутации в переключателе постоянного тока на рисунке 4-7 показано изменение токов и напряжений

в основных контурах и точках схемы (рисунок 4-7, б). Предполагается, что нагрузка либо активная, либо  $RL$  с обратным диодом. К нагрузке кратковременно прикладывается напряжение, большее  $E$ . При индуктивном характере нагрузки напряжение конденсатора восстанавливается по линейному закону, если ток заряда равен току нагрузки, который практически в этом случае неизменен.

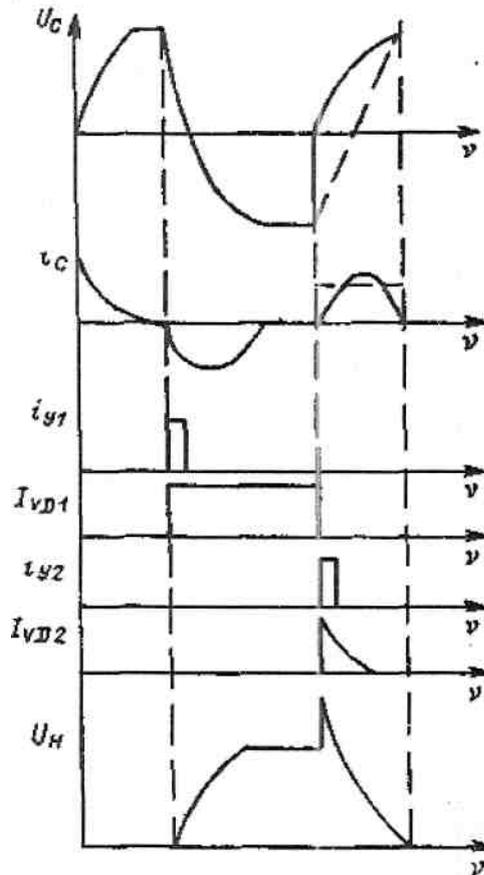


Рисунок 4-8. Диаграмма работы тиристорного переключателя постоянного тока

## 5. ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

### 5.1 Тиристорные ИП

По способу коммутации силовых тиристорov рассматриваются ИП с параллельной и последовательной коммутацией. При параллельной коммутации коммутирующая ЭДС вводится параллельно силовому тиристорy или параллельно нагрузке. При последовательной коммутации ЭДС вводится последовательно в цепь протекания тока нагрузки или параллельно источнику питания. Наибольшее распространение получила емкостная коммутация силовых тиристорov при которой в качестве коммутирующей ЭДС используется напряжение коммутирующего конденсатора. Рассматривается одноступенчатая и двухступенчатая емкостная коммутация.

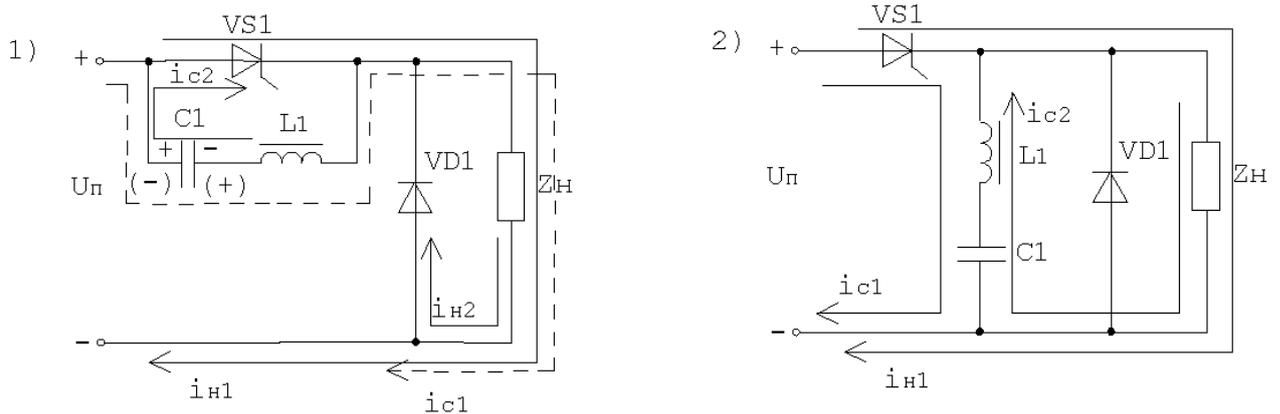


Рисунок 5-1. Варианты построения схем содноступенчатой емкостной коммутацией

$$U_{c1} \geq U_{п}$$

$$\frac{T_0}{4} \geq \tau_{в}$$

$T_0$ -период собственных колебаний конденсатора

$\tau_{в}$ -время восстановления запирающих свойств тиристора

Алгоритм работы: при включении питания формируется цепь заряда  $+U_{п}-C1-L1-ZH-(-U_{п})$  при включении  $VS1$  параллельно протекают 2 процесса: формирование напряжения на нагрузке, соответствует контуру протекания тока  $i_{н1} +U_{п}-VS1-ZH-(-U_{п})$ , перезаряд конденсатора по контуру  $C1-VS1-L1-C1$ , в результате напряжение на конденсаторе меняет знак (указано в скобках) и к структуре тиристора прикладывается обратное напряжение, что при выполнении прочих условий приводит к его запираению. Далее процесс перезаряда конденсатора по исходному контуру. Особенностью второй схемы является то, что процесс запираения силового тиристора выполняется на интервале заряда конденсатора, после запираения силового тиристора конденсатор разряжается на цепь нагрузки.

Основным недостатком схем содноступенчатой коммутацией является возможность применения только частотно импульсного регулирования выходного напряжения.

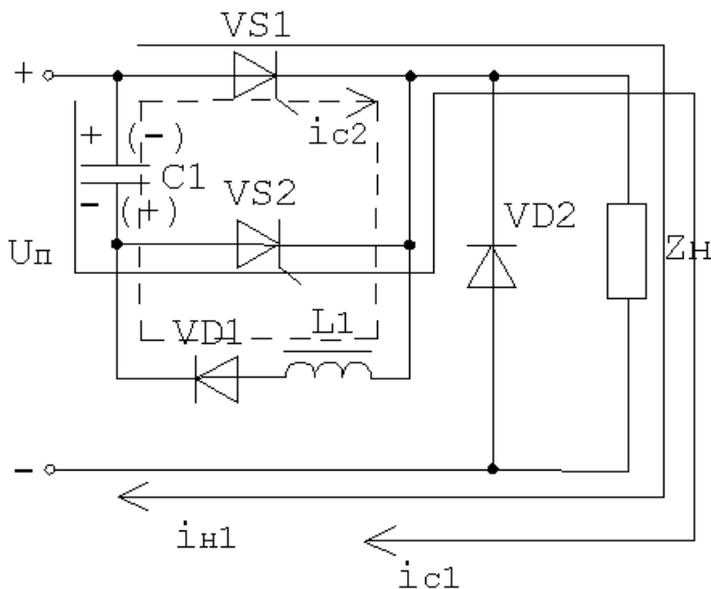


Рисунок 5.2. ИП сдвухступенчатой емкостной коммутацией

Согласно алгоритму работы первым включается  $VS2$  при этом формируется цепь заряда конденсатора ток  $i_{с1} + U_{п} - C1 - VS2 - Z_{н} - (-U_{п})$ . Конденсатор заряжается до напряжения  $U_{с01} \approx U_{п}$  при  $i_{с1} = 0$   $VS2$  закрывается. При включении  $VS1$  формируются 2 цепи:

- 1) Цепь соответствующая току нагрузки  $i_{н1} + U_{п} - VS1 - Z_{н} - (-U_{п})$ .
- 2) Цепь перезаряда конденсатора соответствующая току  $i_{с2} C1 - VS1 - L1 - VD1 - C1$ , это соответствует формированию переднего фронта импульса и импульса напряжения на нагрузке, также напряжению на  $C1$  полярность которого соответствует обратному напряжению для  $VS1$ .

При  $i_{с2} = 0$   $VD1$  переходит в закрытое состояние и отсекает конденсатор от цепи нагрузки. Для формирования заднего фронта импульса напряжения на нагрузке включается  $VS2$ , напряжение конденсатора  $C1$  прикладывается к  $VS1$  в качестве обратного, что приводит к его запираению. После запираения  $VS1$  конденсатор  $C1$  перезаряжается по исходному контуру.

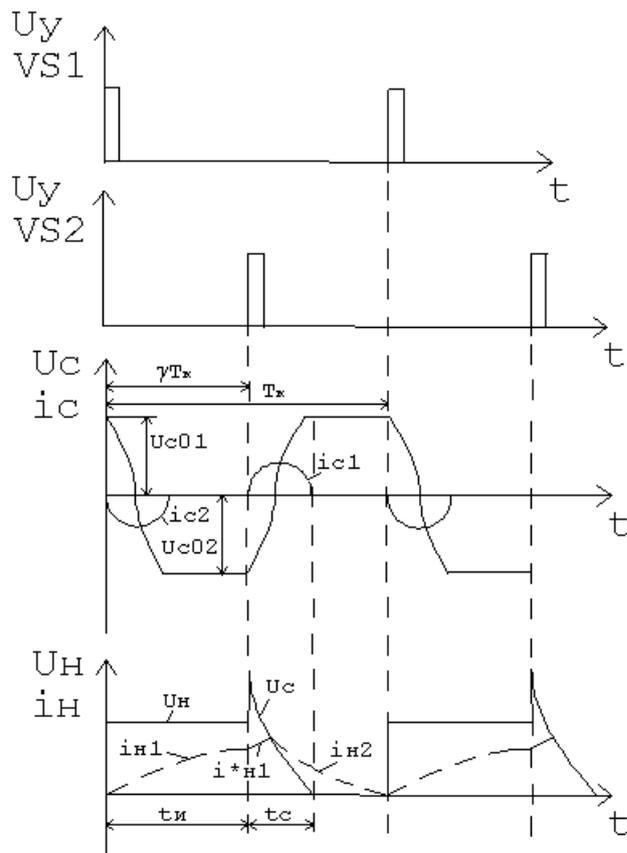


Рисунок 5-3. Электромагнитные процессы  $i^*_{н1}$ -ток вызванный действием  $U_{н+U_c}$

$$\gamma = \frac{t_{н}}{T_{к}} + \frac{t_{c}}{T_{к}}$$

$$\Delta\gamma = \frac{t_{c}}{T_{к}}$$

Диапазон регулирования выходного напряжения ограничен  $\Delta\gamma$ .

## 5.2 Тиристорные ИП с последовательной коммутацией

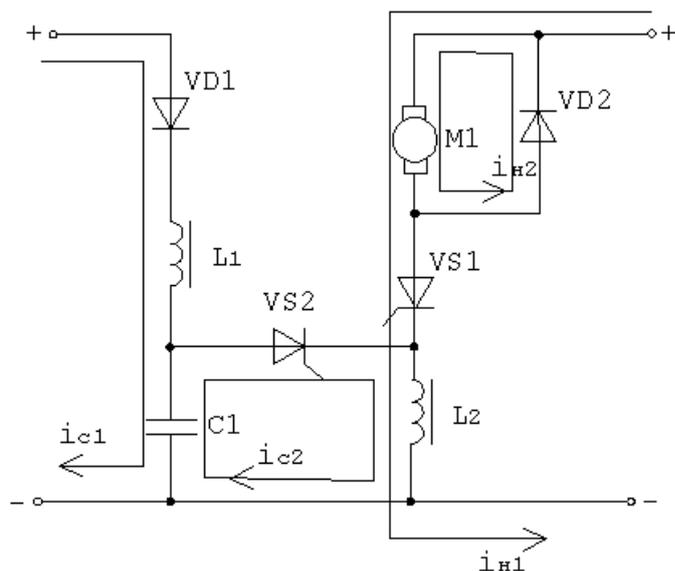


Рисунок 5-4. Тиристорный ИП с последовательной коммутацией

В состав силовой части входят элементы: VS1,VD2,L2(коммутирующий дроссель). В состав коммутирующего устройства входят: коммутирующий тиристор VS2, зарядный диод VD1, зарядный дроссель L1, коммутирующий дроссель L2.

Для коммутирующего устройства рассматриваются 2 режима работы:

- 1) Заряд коммутирующего конденсатора, ток  $i_{c1}$
- 2) Перезаряд конденсатора, ток  $i_{c2}$

Процессы заряда и перезаряда конденсатора по указанным контурам могут быть распределены во времени, режим перезаряда конденсатора соответствует режиму коммутации тока из цепи силового тиристора в цепь обратного диода силовой части.

В данной схеме присутствует действие положительной обратной связи по току нагрузки относительно коммутирующего устройства в виде напряжения на коммутирующем конденсаторе.

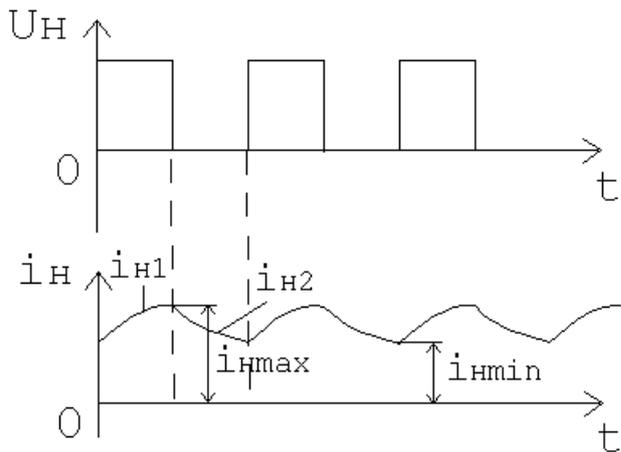


Рисунок 5-5. Диаграммы тока и напряжения на нагрузке

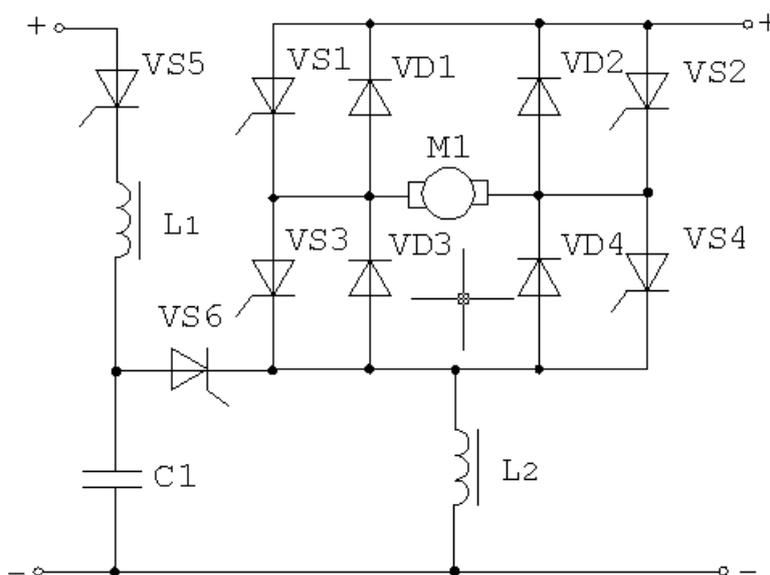


Рисунок 5-6. ИП с несимметричным коммутирующим устройством

В зависимости от полярности напряжения на нагрузке работают диагонально расположенные тиристоры VS1, VS4 или VS2, VS3. Коммутирующее устройство выполняет коммутацию тиристоров катодной группы VS3, VS4. VS1, VS2 в зависимости от параметров напряжения остаются в проводящем состоянии в момент формирования паузы импульса напряжения. Время реверса определяется длительностью протекания электромагнитных процессов в силовой части.

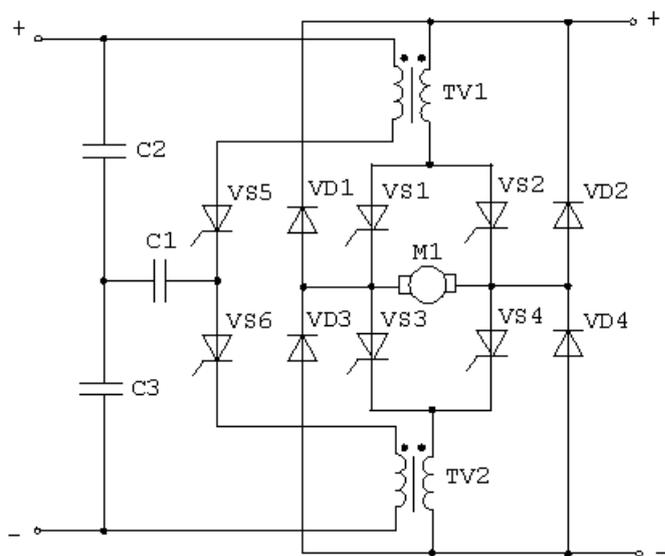


Рисунок 5-7. ИП с симметричным коммутирующим устройством

В качестве источника питания коммутирующего устройства используется емкостной делитель напряжения C2, C3.

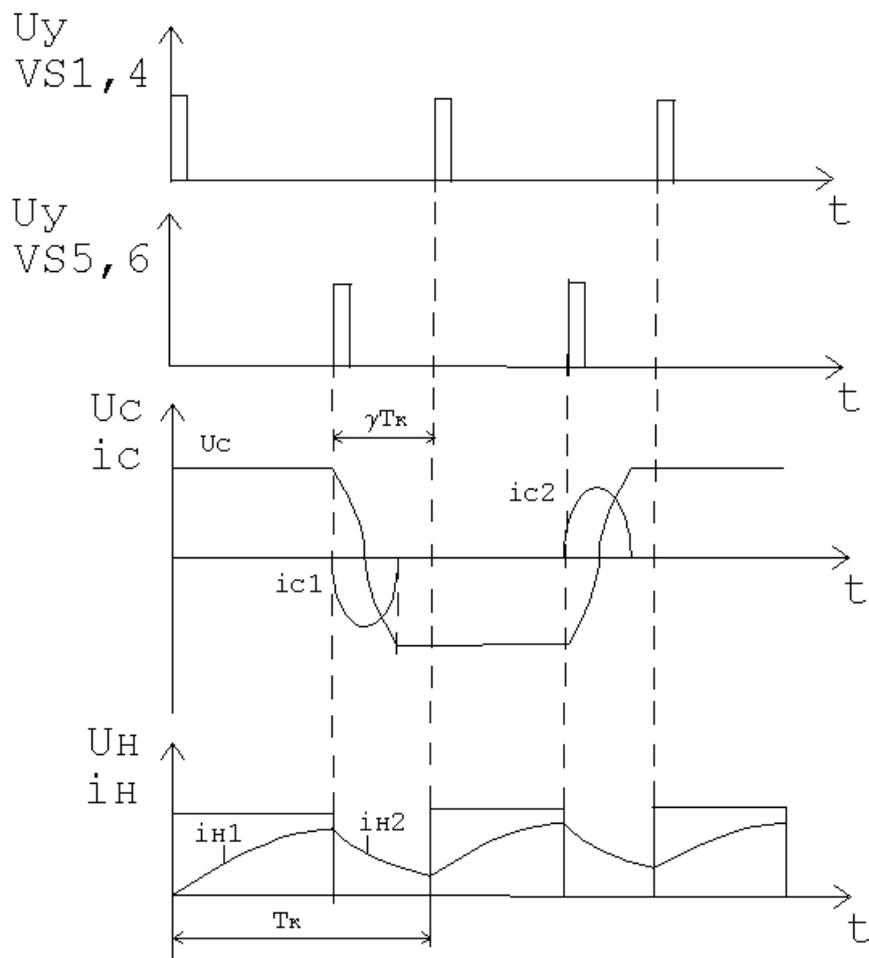


Рисунок 5-8. Электромагнитные процессы

Алгоритм работы по протеканию электромагнитных процессов аналогичен схеме с несимметричным коммутирующим устройством, он будет зависеть от величины нагрузки и скорости вращения якоря двигателя.

Для обеспечения требуемого быстродействия при выполнении реверса используется режим динамического торможения с последующим применением режима противовключения.

При включении  $VS2$  формируется контур протекания тока  $M1-VD1-W2_{TV1}-VS2-M1$  вызванного противоЭДС двигателя (ток динамического торможения).



















