А.П. Кругликов

СИЛОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ

Алматы 2008

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН

КАЗАХСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ К.И. САТПАЕВА

А.П. Кругликов

СИЛОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ

Рекомендовано Министерством образования и науки Республики Казахстан в качестве учебного пособия

Алматы 2008

УДК 621.33;622.61
ББК 31.2 я 73

К 84 **Кругликов А.П.** Силовые преобразователи энергии: Учеб. пособие. – Алматы: КазНТУ, 2008. 87с.

ISBN 9965-843-38-4

В учебном пособии приведены устройства и характеристики силовых полупроводниковых элементов, рассмотрены схемные решения различных типов преобразовательных устройств, созданных на современной силовой электронике. Дана их сравнительная оценка и приведены перспективные области их применения.

Рассмотрены примеры применения силовой преобразовательной техники в промышленности. Показана эффективность работы промышленных установок с системами управления на полупроводниковых элементах.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальности 050718 - «Электроэнергетика» в бакалавриате. Может быть использовано в других специальностях и инженерно-техническими работниками энергетических предприятий.

ББК 31.2 я 73

Ил. 69. Табл. 1. Библиогр. 15 назв.

Рецензенты: *Н.К. Кожаспаев*, д-р. техн. наук, проф.зав. каф. «Электротехника» КазНТУ им. К.И. Сатпаева;
П.И. Сагитов, д-р техн. наук, проф. зав. каф. «Электропривод и автоматизация производственных установок»;
Р.В. Вагапов, канд. техн. наук ИГД им. Д.А. Кунаева.

Печатается по плану издания Министерства образования и науки Республики Казахстан на 2008 г.

ISBN 9965-843-38-4

© Кругликов А.П., 2008
© КазНТУ, 2008

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время современные энергосберегающие технологии в значительной мере базируются на широком применении силовых преобразователях энергии.

Параметры и характеристики современных полупроводниковых элементов позволяют создавать полупроводниковые приборы с высокими значениями преобразуемой мощности, КПД, надежности и других показателей

Широкое применение преобразовательных устройств в распределительных устройствах, в системах быстродействующей защиты электрических цепей, в устройствах компенсации реактивной мощности, в системах электроснабжения постоянного тока и других областях науки и техники предопределило и другое название преобразовательной техники – энергетическая электроника.

Эффективное применение полупроводниковых преобразовательных устройств неразрывно связано с качеством подготовки специалистов в области разработки и эксплуатации современного электрического оборудования. Решение этой задачи неразрывно связано с методическим и техническим обеспечением учебного процесса по профилирующим дисциплинам. Основной из них является дисциплина «Силовые преобразователи энергии». Учебное пособие разработано с учетом необходимости углубленной подготовки студентов в области силовой преобразовательной техники. В максимальной мере учтены учебные вопросы, приведенные в типовой учебной программе по дисциплине «Силовые преобразователи энергии» Учебное пособие состоит из шести разделов. В первых двух разделах рассмотрены основные параметры и характеристики силовых полупроводниковых приборов, не управляемых и управляемых выпрямителей, инверторов ведомых сетью. Последующие три раздела посвящены изучению импульсных регуляторов постоянного напряжения, преобразователей переменного напряжения и автономных инверторов. В шестом разделе приводятся примеры применения новейшей преобразовательной техники в промышленности, путем сравнительной оценки показано преимущество нового электрооборудования по сравнению с оборудованием, находящимся в длительной эксплуатации.

1. УСТРОЙСТВО И ХАРАКТЕРИСТИКИ СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

К силовым преобразовательным элементам относятся диоды, тиристоры и транзисторы с номинальным током нагрузки более 10 А. Они отличаются устройством, характеристиками и многими другими свойствами.

Классификация основных силовых преобразовательных элементов приведена на рис. 1.1.

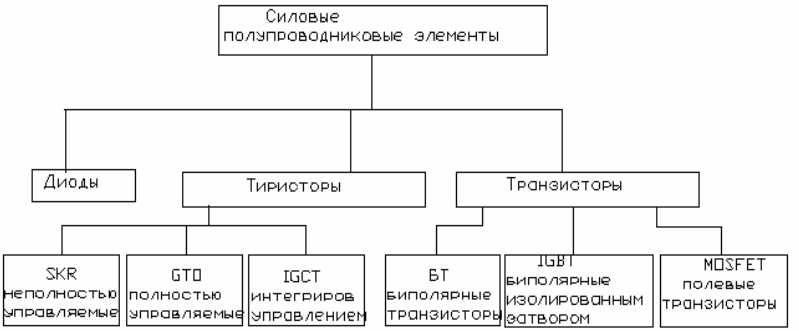


Рис. 1.1. Классификация силовых полупроводниковых элементов

В основу классификации положены тип прибора (диод, тиристор, транзистор) и степень их управляемости (неуправляемые, не полностью управляемые и полностью управляемые).

Основной областью применения силовых полупроводниковых элементов являются различного вида преобразовательные устройства: выпрямители, регуляторы переменного напряжения, регуляторы постоянного напряжения и автономные инверторы. Существует также множество схемных решений, в которых силовые элементы выполняют различные функции.

Силовые элементы, как правило, работают в ключевом режиме. Идеальным считается ключ, у которого в открытом состоянии сопротивление равно нулю, а в закрытом оно равно бесконечности. У полупроводниковых элементов, работающих в ключевом режиме, в открытом состоянии сопротивление не равно нулю, а в закрытом оно не равно бесконечности. Эти свойства необходимо учитывать при разработке различных устройств на ключевых элементах.

1.1. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковый диод – прибор с двумя электродами с одним или двумя p-n переходами. Силовые полупроводниковые диоды подразделяются на выпрямительные и быстродействующие. Быстродействующие диоды используются для создания обратных цепей, необходимых для возврата энергии, накопленной в индуктивных элементах нагрузки.

На рис. 1.2 приведено условное графическое обозначение, структура и вольт-амперная характеристика диода.

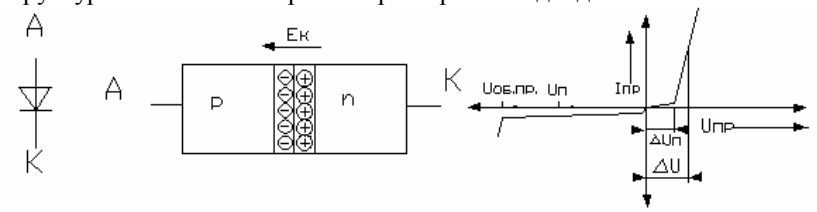


Рис. 1.2 - Графическое обозначение (а), структура (б) и вольт-амперная характеристика диода (в)

Диод имеет два вывода от областей с различной проводимостью. Вывод от области с p-проводимостью называется анодом. Вывод от области с n-проводимостью – катодом. При прохождении прямого и обратного тока происходит нагрев p-n перехода. Для отвода тепла от диода применяются охладители.

На прямой ветви вольт – амперной характеристики два линейных участка (рис. 1.2, в) по которым определяются статические характеристики: пороговое напряжение $\Delta U_п$, прямое падение напряжения на открытом тиристоре ΔU и динамическое сопротивление. По линейному участку обратной ветви характеристики, ограниченному величиной пробивного напряжения $U_{об.пр.}$, устанавливается допустимое обратное напряжение $U_п$. Разность $U_{об.пр}$ - $U_п$ имеет большой разброс даже у тиристоров одного типа и с одинаковыми параметрами, указанными в справочной литературе.

На рис. 1.3 приведена конструкция диода средней мощности и внешний вид его охладителя. Конструкция диода включает следующие элементы: 1 – основание; 2 – вольфрамовые диски; 3 – вентильный элемент; 4 – чашечка; 5 – корпус; 6 – гибкий контакт; 7 – изолятор; 8, 9 – втулки; 10 – гибкий вывод.

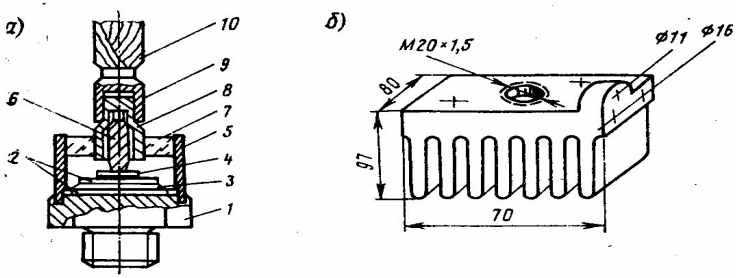


Рис. 1.3. Силовой диод средней мощности: а – конструкция; б – общий вид охладителя

Более мощные диоды имеют таблеточную форму. Общий вид охладителя диода и конструкция таблетки приведены на рис. 1.4.

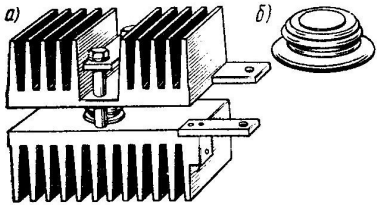


Рис. 1.4. Общий вид охладителя диода (а) и конструкция таблетки (б)

К основным техническим параметрам диодов относятся:

$I_{пр.max.}$ – прямой максимальный ток, А;

$I_{пр.и\ max.}$ – максимально допустимый импульсный ток;

$I_{обр.}$ – обратный ток (ток утечки);

$U_{обр.}$ – максимальное допустимое обратное напряжение, В;

$U_{пр.}$ – прямое падение напряжения на открытом диоде.

Приведенные параметры диодов используются при проектировании неуправляемых выпрямителей

1.2. Тиристоры

Тиристор это полупроводниковый прибор, обладающий свойствами преобразования и регулирования напряжений и токов.

В силовых преобразователях энергии в основном применяются три типа тиристоров: незапираемые тиристоры (SCR), запираемые тиристоры (GTO), запираемые тиристоры с интегрированным управлением (IGCT). Есть и другие разновидности тиристоров. На этих ти-

ристорах выполняются наиболее мощные преобразователи электрической энергии.

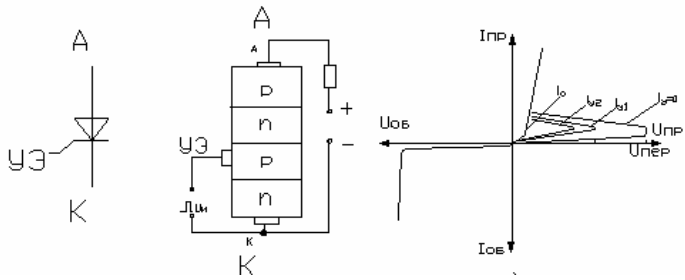
Неполностью управляемые тиристоры (SCR) широко используются в приводах постоянного тока, в регулируемых приводах переменного тока, мощных статических компенсаторах реактивной энергии, в преобразователях технологических установок: электролизных, гальванических, плавильных и др.

Запираемые тиристоры (GTO) используются для создания мощных преобразователей (до МВ-А), применяемых в приводах компрессоров, насосов, агрегатах бесперебойного питания и статических компенсаторах реактивной энергии.

Тиристоры с интегрированным управлением (IGCT) являются последним достижением в области силовой преобразовательной техники. По многим показателям эти приборы значительно превосходят тиристоры GTO. Они имеют более высокое быстродействие, меньшее прямое падение напряжения, значительно меньшую мощность управления, высокую надежность работы и возможность создания мощных преобразователей путем последовательного и параллельного соединения элементов.

1.2.1. Незапираемые тиристоры (SCR)

Условное графическое изображение, структура и характеристики тиристора SCR приведены на рис. 1.5.



а б в

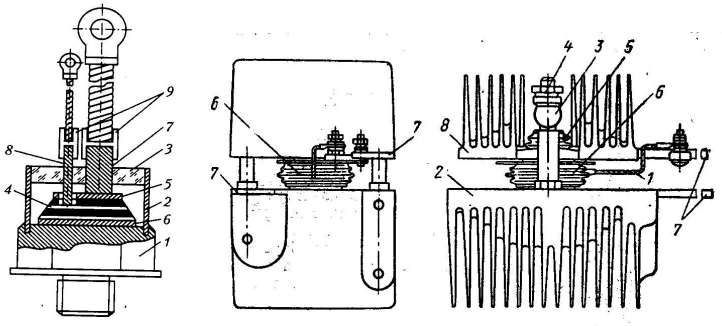
Рис. 1.5. Незапираемые тиристоры: а – обозначение, б – структура, в – вольт-амперные характеристики

В структурной схеме незапираемого тиристора (рис. 1.5, б) три перехода. При положительной полярности на аноде тиристора и отрицательной – на катоде к двум из них - $p_1 – n_1$ и $p_2 – n_2$ подводится пря-

мое напряжение, переход $n_1 – p_2$ смещен в обратном направлении. При отсутствии тока управления в цепи управляющий электрод – катод тиристор закрыт как при прямом, так и обратном напряжении на электродах анод – катод. По мере увеличения прямого напряжения незначительно возрастает прямой ток, называемый током утечки (рис. 1.5, в). При некоторой величине прямого напряжения $U_{вк}$, называемого напряжением включения, тиристор открывается и наступает лавинный процесс встречного перемещения «дырок» и электронов через переход $n_1 – p_2$. Наличие тока в цепи управления приводит к снижению напряжения включения. При токе I_c, называемым током спрямления, характеристика тиристора такая же, как у диода.

Ток управления, открывающий тиристоры при любой величине прямого напряжения, имеет большой разброс даже у тиристоров с одинаковыми техническими данными, указанными в справочной литературе. Поэтому система управления тиристорами должна формировать управляющие импульсы, надежно открывающие все тиристоры с одинаковыми техническими данными. Обратная ветвь вольтамперной характеристики тиристора такая же, как у диода. По мере увеличения обратного напряжения возрастает обратный ток. После превышения обратного напряжения допустимой величины наступает пробой и выход из строя тиристора.

Конструкция силовых тиристоров имеет два вида: штыревой и таблеточный [1.] Конструкция штыревого тиристора (рис. 1.6, г) состоит из основания из меди 1; трубки



а б

Рис. 1.6. Конструкция штыревого (а) и таблеточного (б) тиристора с охладителем

2 из стали со стеклоизолятором 3; четырехслойной структуры р – n – р- n 4 с припаянными к ней вольфрамовыми дисками 5 и 6; стержневые выводы катода 7 и управляющего электрода 8, присоеди-

ненные через переходные втулки 9 к гибкому кабелю. В основании имеется кольцевая выточка, в которую непосредственно перед установкой корпуса 10 закладывается кольцевая фторопластовая прокладка. Все это вместе с завальцовкой стыка крышки и основания обеспечивает необходимую степень герметизации. Выводы катодного и управляющего электродов осуществляются через металлостеклянную крышку 11. Основание корпуса изготавливается совместно с нарезным болтом 12 [1].

Управляющее свойство незапираемых тиристоров заключается в возможности их открывания путем подачи к цепи управления, управляющий электрод – катод постоянного напряжения или импульса при любой величине прямого напряжения. Если в управляющей цепи ток будет протекать постоянно, то тиристор будет работать как диод, т. е. будет протекать ток в замкнутой цепи при наличии прямого напряжения. Тиристор может перейти в закрытое состояние после снятия управляющего напряжения, если ток нагрузки будет меньше тока удержания.

В однофазных выпрямителях к анодам тиристоров после снижения прямого напряжения до нуля прикладывается обратное напряжение и тиристор закрывается. В трехфазных выпрямителях тиристоры открываются через определенные интервалы: через 60^0 в трехфазной мостовой и 120^0 в трехфазной нулевой. После открывания очередного тиристора образуется цепь, в которой к тиристору, отработавшему свой интервал времени, прикладывается обратное напряжение, и он переходит в закрытое состояние. Закрывание тиристора без специальных дополнительных устройств называется естественной коммутацией.

Для запирания тиристоров в цепях постоянного тока используются множество схем, представляющих собой индуктивно-емкостные контуры коммутации.

1.2.2. Запираемые тиристоры GTO.

Условное графическое изображение, структура и вольт-амперные характеристики запираемого тиристора типа GTO приведены на рис. 1.7 [2].

В графическом изображении тиристора GTO (рис. 1.7, а) отличие от обычного есть только в управляющем электроде. Структуры тиристоров GTO и SKR имеют различное расположение горизонтальных и вертикальный слоев с p и n проводимостями. Катодный слой тиристора GTO состоит из множества элементарных ячеек, соединен-

ных параллельно. Этим достигается равномерное снижение тока тиристора по всей площади при его выключении. Базовый слой n устроен так же, как и у обычного тиристора

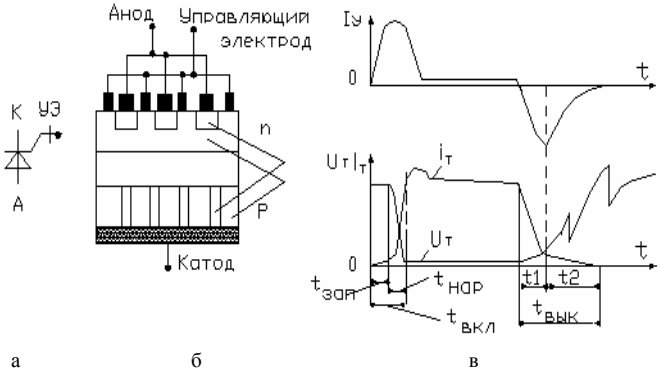


Рис. 1.7. Тиристоры GTO: условное изображение (а); структура (б)

На диаграммах (рисунок 1.7.в) показаны процессы включения и выключения тиристора GTO. После приложения прямого напряжения переходы 1 и 3 смещаются в прямом направлении. Средний переход смещен в обратном направлении, и все напряжение прикладывается к этому переходу.

Перевод тиристора из закрытого в проводящее состояние (открытие среднего перехода) осуществляется подачей управляющего импульса к цепи управления (управляющий электрод – катод (+ к аноду, – к катоду). К параметрам управляющих импульсов предъявляются жесткие требования. Они должны иметь высокую скорость нарастания di/dt и большую амплитуду тока управления I_y. При прохождении этого тока электроны будут инжектироваться из слоя n в слой p. Часть из них будет переходить в слой n. Одновременно будет происходить обратное движение дырок. После превышения суммарного тока (тока управления и тока, образованного не основными носителями) величины тока включения тиристор откроется. Далее тиристор будет сохранять открытое состояние без тока управления. Для надежности открытого состояния всех переходов необходимо поддерживать на управляющем электроде небольшой положительный потенциал. В кривой нарастания тока два характерных интервала (рис. 1.7, в), в интервале $t_{зап}$ ток тиристора нарастает медленно. Основное увеличение тока происходит в интервале $t_{нар.}$.

Для выключения тиристоры при прямом напряжении необходимо подать на управляющий электрод отрицательный импульс с крутым передним фронтом и амплитудой, составляющей около 30 % анодного тока. После рассасывания этим током в базовом слое основных носителей тиристор переходит в закрытое состояние. В этом процессе также два характерных интервала. При запирании базового слоя (интервал t_1) происходит резкое уменьшение тока тиристора. Запирание третьего перехода происходит медленнее за счет разряда энергии, накопленной в индуктивностях цепи управления. В процессе запирания в обратном направлении смещены второй и третий переходы. Этим объясняется необходимость в большой амплитуде тока управления. В течение всего периода закрытого состояния тиристора на его управляющем электроде должен сохраняться отрицательный потенциал.

Надежная работа тиристоров типа GTO обеспечивается при наличии специальных устройств защиты обеспечивающих ограничение скорости нарастания прямого напряжения dU/dt и скорости нарастания прямого тока di/dt. В устройствах защиты этих тиристоров скорость нарастания прямого тока через тиристор ограничивается индуктивностью, включенной последовательно с тиристором, а скорость нарастания прямого напряжения –конденсатором, включенном параллельно с тиристором. В блок защиты так же входят диод, служащий для ограничения тока разряда конденсатора при включении тиристора.

1.2.3. Запираемые тиристоры GCT и IGCT

Тиристор GTO имеет ряд существенных недостатков: большие потери энергии в защитных цепях прибора при его переключении, увеличение потерь с повышением частоты, высокие требования к параметрам управляющих импульсов и др.

В процессе модернизации тиристора GTO предложена новая конструкция управляющего электрода (рис. 1.8), изменившая процесс выключения.

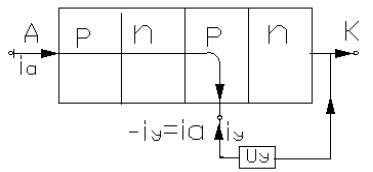


Рис. 1.8. Структура тиристора GCT

Быстрое выключение достигнуто за счет превращения тиристорной структуры в транзисторную. Это позволило устранить ограниче-

ние скорости нарастания анодного напряжения du/dt и, соответственно, повысить частоту переключения тиристора и уменьшить потери энергии при коммутации.. Процесс включения тиристоров GTO и GCT не имеет существенного различия. Отличительной особенностью процесса выключения являются:

– ток управления I_y должен быть равным или превосходить анодный ток I_d (у тиристоров GTO I_y меньше в 3–5 раз);

– при низкой индуктивности цепи управления скорость нарастания тока I_y достигает 3000 А/мкс. (у тиристоров GTO di/dt составляет 30–40 А/мкс);

– после подачи отрицательного управляющего импульса $-I_y$, равного амплитуде анодного тока, весь прямой ток отклоняется в сторону управления и достигает катода, минуя третий переход. Этот переход смещается в обратном направлении и катодный транзистор закрывается;

– дальнейшее выключение происходит также, как любого биполярного транзистора, что не требует внешнего ограничения du/dt и необходимости применения снабберной цепочки. Формирование управляющего импульса осуществляется драйвером, оснащенным мощным импульсным транзистором.

Изменение конструкции прибора позволило увеличить скорость динамических процессов при выключении более, чем на порядок.

При дальнейшем совершенствовании запираемых тиристоров использовалась концепция жесткого управления: тонкое регулирование легирующих профилей, протонное и электронное облучение, мезатехнология, технология прозрачных эмиттеров, применение буферного слоя в n- базовой плоскости. На вновь созданном тиристоре IGCT благодаря этому увеличена область безопасной работы до физических возможностей кремния. Применение интегрированного блока управления (драйвера) позволило снизить мощность системы управления в 5 раз по сравнению с GTO. За счет применения мощного обратного диода с улучшенными техническими характеристиками устраняется необходимость в снаббере.

В настоящее время тиристоры IGCT выпускаются на токи 3000–4000 А и по напряжению 4500–6000 В

1.3. Транзисторы

В настоящее время существует несколько разновидностей транзисторов: биполярные, биполярные транзисторы с изолированным затвором, полевые транзисторы с управляющим полем, полевые транзисторы с изолированным затвором. В зависимости от использования технологии изготовления транзисторы с изолированным затвором

подразделяются на транзисторы с индуцированным каналом и транзисторы с встроенным каналом.

В силовой преобразовательной технике полупроводниковые приборы работают в так называемом ключевом режиме. В этом режиме полупроводниковый прибор периодически переходит из одного устойчивого состояния (например, полностью закрытого) в другое (полностью открытое состояние). Эффективность работы в этом режиме различных приборов определяется множеством параметров: частотой переключения, потерями энергии в открытом и закрытом состоянии, потерями энергии при переходе от одного состояния в другое, сложностью и надежностью устройства, осуществляющего управление прибором, работающим в ключевом режиме. При рассмотрении различных полупроводниковых приборов учитываются перечисленные параметры.

1.3.1. Биполярные транзисторы

Биполярными транзисторами называются полупроводниковые приборы с двумя встречно включенными p-n переходами [3]. Такая структура рис. 1.9 имеет три области: одну среднюю и две крайние. В зависимости от проводимости средней области различают два типа транзисторов: p –n – p и n - p - n. Выводы от крайних областей называются коллектором и эмиттером. Вывод от средней области – базой.

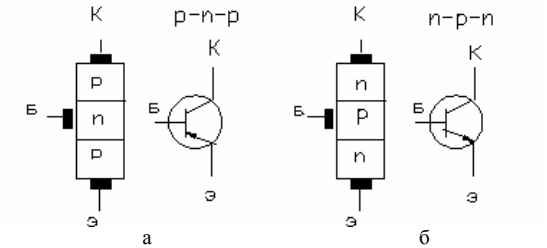


Рис. 1.9. Биполярные транзисторы: а – структура и графическое изображение транзистора типа p – n – p; структура и графическое изображение транзистора n – p – n

Наибольшее распространение получили два способа включения транзисторов (рис. 1.10.1, в). В схеме с общей базой электрод базы является общим для входной и выходной цепи. В схеме с общим эмиттером общим электродом является эмиттер. При работе в ключевом режиме в основном применяется схема с общим эмиттером (рис. 1.10.1, в). Входная и выходная характеристики транзистора при работе в этой схеме приведены на рис. 1.10.1, в, г. Зависимость тока базы $I_б$ от напряжения база – эмиттер $U_{бэ}$, называется входной характеристи-

кой транзистора. Выходными характеристиками называются зависимости тока коллектора $I_к$ от напряжения эмиттер коллектор $U_{эк}$.

Выходные характеристики имеют два участка: линейно нарастающий и горизонтальный (насыщенный). Из характеристик вытекает следующее: глубина насыщения, а, следовательно, и падение напряжения на открытом транзисторе зависит от величины тока базы, на горизонтальных участках зависимость тока коллектора от тока базы является линейной, ток коллектора не зависит от величины напряжения $U_{эк}$. Зависимость тока базы от напряжения $U_{бэ}$ является нелинейной.

При работе в ключевом режиме транзистора интервал при закрытом состоянии транзистора называется режимом отсечки. Перевод транзистора в этот режим осуществляется путем подачи обратного напряжения во входную цепь транзистора. В режиме насыщения транзистора накапливаются неосновные носители, величина их зависит от глубины насыщения. Основное время перехода транзисторов в режим отсечки затрачивается на рассасывание неосновных носителей.

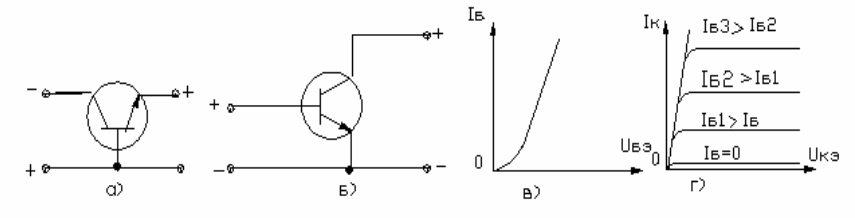


Рис. 1.10. Схемы включения и вольт-амперные характеристики транзисторов: а- с общей базой; б – с общим эмиттером; в, г – соответственно, входная и выходные характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером.

Работа биполярного транзистора в ключевом режиме иллюстрируется (рис. 1.11).

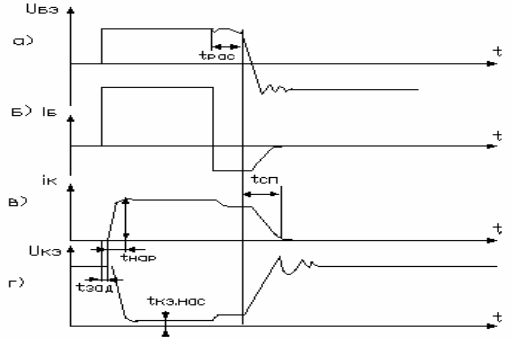


Рис. 1.11. Диаграммы, характеризующие работу транзистора в ключевом режиме

До поступления входного сигнала прямоугольной формы транзистор находился в состоянии отсечки. Нарастание тока базы происходит одно-

временно с нарастанием напряжения на базе. Ток коллектора достигает максимальной величины через промежуток времени, называемый временем включения $t_{вк}$. Время включения состоит из двух интервалов $t_{зад}$ и $t_{нар.}$ За это же время напряжение на коллекторе снижается до величины насыщения. После изменения полярности импульса ток базы мгновенно изменяет направление (рис. 1.11, б) напряжения на входе транзистора, ток коллектора остается практически на том же уровне. Далее происходит следующее: напряжение на входе изменяет полярность в соответствии с сигналом управления, одновременно ток базы и ток коллектора снижаются до нуля, напряжение $U_{эк}$ после незначительных колебаний становится равным напряжению источника питания.

Время выключения $t_{вык}$ состоит из двух интервалов: время рассасывания $t_{рас.}$ времени спада $t_{сп}$. Суммарное время выключения составляет значительную величину, что ограничивает частоту переключения транзистора при работе в ключевом режиме.

1.3.2. Полевые транзисторы с управляющим переходом

Полевыми транзисторами называются приборы, в которых используются подвижные носители зарядов лишь одного типа – электроны или дырки. Отличительной особенностью полевых транзисторов является большое входное сопротивление. Это обусловлено тем, что управляющее напряжение является обратным напряжением относительно p-n перехода. Существует два типа полевых транзисторов: с управляющим p-n переходом и с изолированным затвором. Транзисторы с изолированным затвором подразделяются на МДП (металл-диэлектроик-полупроводник) и МОП. В последнем транзисторе в качестве диэлектрика используется оксид кремния.

В зависимости от технологии изготовления канала МДП транзисторы подразделяютя на транзисторы с индуцированным каналом и транзистоы с встроенным каналом. Графическое изображение различных типов полевых транзисторов приведено на рис. 1.12.

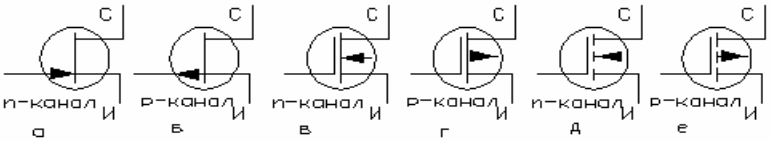
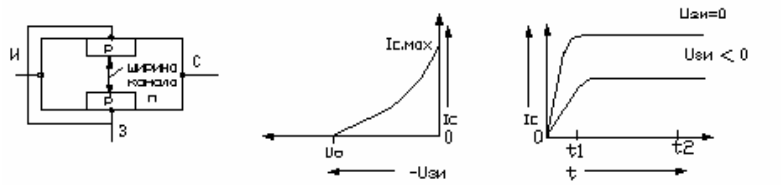


Рис. 1.12. Графическое изображение полевых транзисторов:
а – б – с управляемым переходом; в – г – с встроенным каналом;
д – е- с индуцированным каналом

Структура и характеристики полевого транзистора с управляющим переходом привидены на рис. 1.13.



а) б) в)

Рис. 1.13. Полевой транзистор: а – структура; б – стоко-затворная характеристика; в – вольт-амперные характеристики

Работа полевого транзистора с управляемым p-n переходом основана на изменении ширины (сопротивления) канала путем регулирования обратного напряжения, подводимого к цепи затвор – исток. Подключение выводов транзистора показано на рис. 1.13, З – затвор, И – исток и С – сток. При отсутствии напряжения на входе транзистора канал полностью открыт и ток в цепи исток – сток, будет определяться величиной $U_{си}$ и сопротивлением нагрузки. Максимальное значение $I_{с.мах.}$ называется током отсечки (рис. 1.13, б). Как следует из этого рисунка, по мере увеличения обратного напряжения величина тока $I_с$ снижается до нуля. Величина напряжения $U_о$, при которой $I_с = 0$, называется напряжением отсечки. В полевом транзисторе, так же как и биполярном, на вольт-амперной характеристике сток-исток два характерных участка: линейно нарастающий $0 – t_1$ и горизонтальный $0 – t_2$.

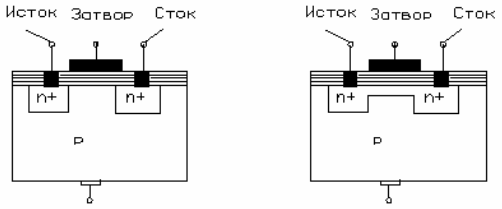
На втором интервале величина тока $I_с$ с увеличением напряжения $U_{си}$ практически не изменяется, т. е. имеет место известный режим насыщения транзистора. На рис. 1.13, в приведены вольт-амперные характеристики полевого транзистора при двух значениях обратного напряжения на затворе ($U_{зи} = 0$ и $U_{зи} < 0$). При уменьшении обратного напряжения на затворе интервал насыщения смещается в сторону увеличения $I_с$.

При использовании в канале материала другого типа, необходимо изменить полярность напряжений $U_{зи}$ и $U_{си}$.

1.3.3. Полевые транзисторы с изолированным затвором

Устройство полевых транзисторов с изолированным затвором показано на рис. 1.14 [4]. Исток И и сток С, также как и у транзистора с управляющим переходом, выводятся от одной области n или p. Затвор З выводится от металлической пластины, расположенной на диэлектрике между стоком и истоком. Вывод подложки соединяется с

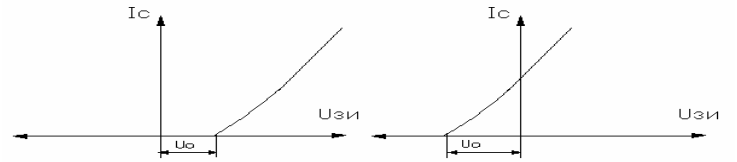
истоком. Канал создается за счет притяжения электронов подложки к затвору под действием электрического поля.



а б

Рис. 1.14. Полевые транзисторы с изолированным затвором: а – с индуцированным каналом; б – с встроенным каналом

Затворно-стоковые характеристики транзисторов с изолированным затвором приведены на рис. 1.15.



а б

Рис. 1.15. Затворно-стоковые характеристики полевых транзисторов: а – с индуцированным, б – с встроенным n – каналом

В транзисторе с индуцированным каналом в интервале $U_{зи}$= 0–U_0 канал закрыт и I_c = 0. (рис. 1.15, а). Открывание канала и наличие в нем тока возникает только после превышения напряжения $U_{зи}$ величины U_0.

Вольт-амперная затворно-стоковая характеристика транзистора с встроенным каналом (рис. 1.15, б) показывает, что канал при $U_{зи}$ = 0 частично открыт. Для полного открывания и закрывания канала необходим знакопеременный управляющий импульс. Полное открывание канала осуществляется положительным напряжением на затворе. Для полного закрывания необходим отрицательный потенциал. Канал полностью будет перекрыт, если на затвор подать отрицательное напряжение, равное U_0.

Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов с изолированным затвором приведены на рис. 1.16.

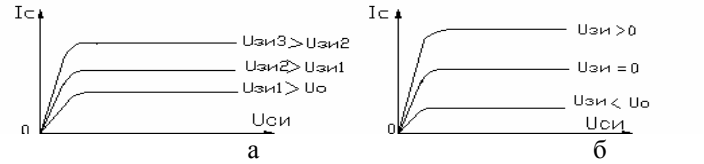


Рис. 1.16. Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов с изолированным затвором: а – с индуцированным каналом, б – с встроенным каналом.

На характеристиках два интервала: линейно нарастающий и горизонтальный. В транзисторе с индуцированным каналом рис. 1.16, а при постоянном напряжении $U_{си}$ ток стока $I_с$ возникает только при $U_{зи} > U_0$. Величина тока $I_с$, при которой характеристика переходит на горизонтальный участок, зависит от величины напряжения $U_{зи}$. С повышением напряжения $U_{зи}$, горизонтальный участок характеристики смещается в сторону увеличении $I_с$. Этот участок характеристики является рабочим.

Для получения таких характеристик в транзисторе с встроенным каналом напряжение на затворе должно изменяться от $– U_0$ до $+ U_{зи.зад.}$.

Схема включения транзистора для работы в ключевом режиме и диаграммы, поясняющие этот процесс, приведены на рис. 1.17.

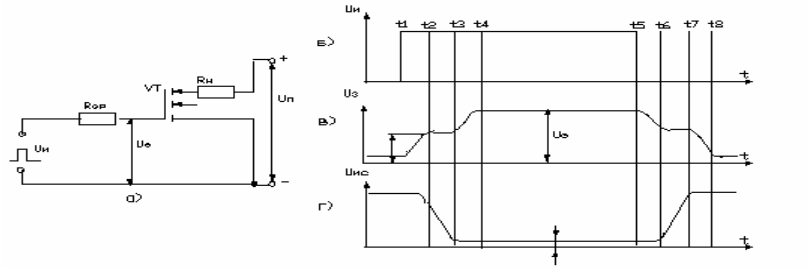


Рис. 117. Схема (а) и диаграммы (б, в, г), поясняющие работу транзистора

Для рассмотрения принят наиболее распространенный случай: сигнал управления $U_{им}$ имеет форму импульса с крутым фронтом и спадом, во входную цепь включен резистор с небольшим сопротивлением. На диаграммах показаны управляющий импульс (рис. 1.17, а), напряжение на затворе U_G (рис. 1.17, в) и напряжение на выводах транзистора $U_{си.}$ Как следует из диаграмм, с момента подачи импульса t_1 до t_2 происходит процесс заряда входной емкости, и напряжение U_G линейно нарастает до величины $U_п$, называемой пороговым напряжением. Транзистор в этом интервале остается закрытым. После достижения напряжения на затворе порогового значения входная емкость резко возрастает (наступает эффект

Миллера) и уменьшается падение напряжения между стоком и истоком до минимальной величины. Время от момента подачи управляющего импульса до полного открытия транзистора является временем задержки открывания транзистора. В интервале $t_3 – t_4$ происходит процесс заряда восстановленной входной емкости, и напряжение на входе транзистора достигает амплитуды управляющего импульса. На этом процесс включения транзистора заканчивается.

В процессе выключения все те же действия происходят в обратном порядке и длительность выключения примерно равна длительности включения. Очевидно, что время включения и выключения полевого транзистора связано с зарядом и разрядом входной емкости транзистора.

Основные параметры полевых транзисторов приведены в приложении В.

1.3.4. Биполярные транзисторы с изолированным затвором

Транзистор IGBT [5] является комбинированным прибором, заключающий в себе лучшие свойства биполярного и полевого транзисторов: способность выдерживать высокое напряжения на переходе эмиттер-коллектор, большое входное сопротивление, малая мощность управления и низкие потери проводимости.

Транзисторы IGBT предназначены для ключевого режима работы. Схема включения транзистора для этого режима и диаграммы, поясняющие работу транзистора IGBT в процессе переключения, приведены на рис. 1.18. Из диаграмм следует, что в режимах переключения полевого и биполярного транзисторов много общего. В интервале $t_1 – t_2$ заряжается входная емкость транзистора, чем создается задержка подачи управляющего импульса к затвору и открывания перехода эмиттер – коллектор. В интервале $t_2 – t_3$ управляющий импульс равен пороговому напряжению, падение напряжения на переходе эмиттер - коллектор снижается до минимального значения, а ток коллектора возрастает до установившегося значения, определяемого сопротивлением нагрузки $R_н$ и величиной напряжения питания.

В первом интервале ($t_5 – t_6$) после спада упраляющего импульса ток коллектора и падение напряжения на переходе эиттер – коллектор остаются неизменными, а напряжение на затворе снижается до порогового значения. Существенное отличие диаграмм имеет место на завершающем интервале: напряжение на переходе эмиттер коллектор в течении некоторого времени превышает установившееся значение, а снижение тока сопровождается колебаниями, получившие название токового «хвоста».

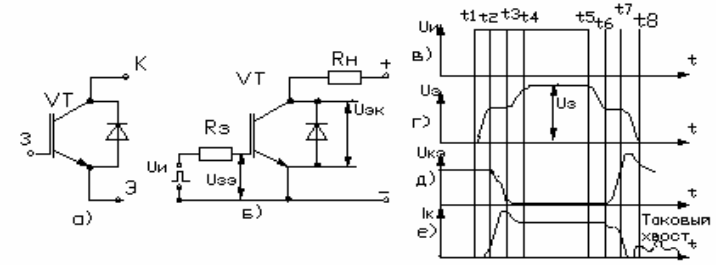


Рис. 118. Биполярный транзистор с изолированным затвором: а – условное графическое изображение; б – схема включения транзистора в ключевой режим работы; в, г, д, е, – диаграммы напряжений и токов, поясняющие работу транзистора в ключевом режиме.

Основными параметрами транзистора IGBT являются:

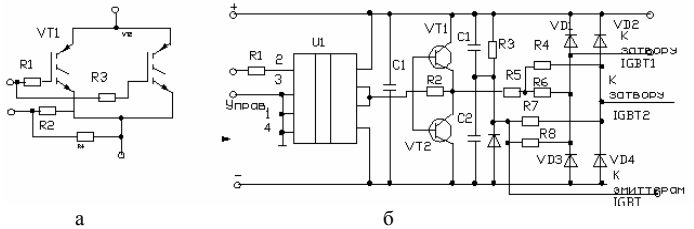
– величина постоянного тока коллектора $I_к$ (нормируется при температуре корпуса 25^0C);

– допустимое рабочее напряжение на переходе эмиттер – коллектор $U_{эк.}$, В;

– максимально допустимое напряжение эмиттер – коллектор, В, (характеризует способность транзистора выдерживать обратное напряжение);

– потери энергии при переключении, мДж.

При необходимости создания мощных преобразовательных устройств на биполярных транзисторах, их включают параллельно рис. 1.19, а. Для нормальной работы параллельно включенных транзисторов необходима одинаковая величина подключающих элементов. Идеально этот вопрос решается путем использования специальных устройств (драйверов). Схема одного из таких устройств приведена на рис. 1.19, б.



а б

Рис. 1.19, а. Схема параллельного включения транзисторов (а), принципиальная схема драйвера (б).

В этом устройстве входной импульсный сигнал напряжением 5 В подается на вход «Управление». В микросхеме происходит гальваническая развязка через внутренний светодиод. С выхода сигналы поступают на двухтактный эмиттерный повторитель на транзисторах VT1 и VT2. Выходные сигналы через резисторы R_1 и R_2 поступают на затворы параллельно включенных транзисторов IGBT.

В настоящее время большинство элементов на транзисторах IGBT выпускаются в модульном исполнении рис. 1.20, что позволяет легко реализовать силовую часть различных типов преобразователей. Кроме этого сокращается стоимость и габариты преобразовательных устройств.

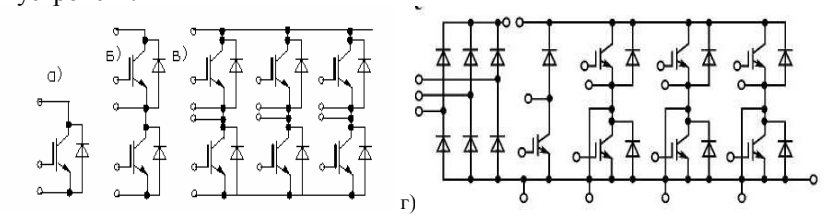


Рис. 1.20. Схемы модулей: а – одноключевого; б – двухключевого; в – трехфазного мостового; г – силовая часть преобразователя частоты с звеном постоянного тока

В последнее время среди элементов силовой преобразовательной техники наибольший прогресс достигнут в области совершенствования биполярных транзисторов с изолированным затвором. Компанией Advaced Power Tehnology [6], являющейся признанным лидером в разработке и производстве высококачественных силовых полупроводниковых приборов, разработано новое поколение транзисторов с изолированным затвором PT IGBT. Структурная схема этого транзистора приведена на рис. 1.21.

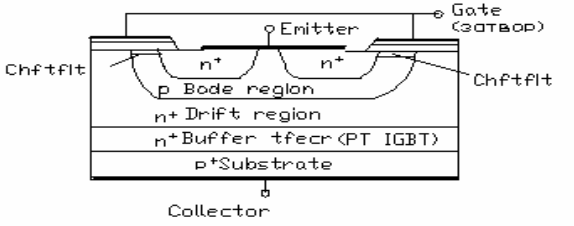


Рис. 1.21. Структурная схема транзистора PT IGBT

Структурная схема транзистора PT IGBT отличается от структурной схемы IGBT незначительно. Ее особенностью является наличие комбинации инжектирующего слоя p^+ и буферного слоя n^+.

Буферный слой контролирует коэффициент передачи транзистора путем ограничения числа дырок, изначально введенных в область дрейфа. Жизнь не основных носителей в буферном слое значительно меньше, чем в области дрейфа, поэтому захваченные дырки поглащаютя буферным слоем в момент выключения транзистора. «Хвостовой» ток в PT IGBT контролируется ограничением общего времени жизни не основных носителей до того, как они рекомбинируют. Облучение электронами в процессе производства транзисторов создает дополнительные рекомбинационные центры во всем пространстве кристалла кремния, что существенно сокращает время жизни не основных носителей.

В заключение можно сказать, что новое пополнение транзисторов с изолированным затвором PT IGBT имеет совокупность значительно улучшенных динамических характеристик, малые потери проводимости и малую стоимость по сравнению с полевыми транзисторами. В недалеком будущем биполярные транзисторы с изолированным затвором займут место полевых транзисторов.

2. ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выпрямителями называются устройства, преобразующие переменное напряжение (ток) в постоянное напряжение (ток). В настоящее время основной элементной базой для их создания являются полупроводниковые диоды и не запираемые тиристоры. Типовые схемы выпрямителей приведены на рис. 2.1.

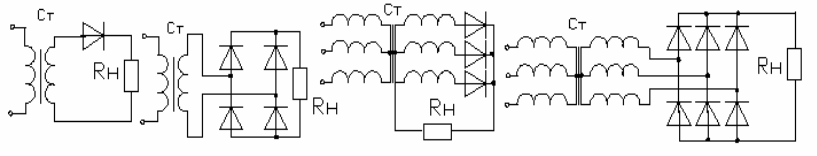
Выпрямители подразделяются:

– в зависимости от количества фаз источника питания - на однофазные (рис. 2.1, а, б) и трехфазные (рис. 2.1, в, г);

– в зависимости от схемы включения вентилей и обмоток трансформатора на однополупериодные, однофазные мостовые, трехфазные нулевые и трехфазные мостовые;

– по степени управляемости - не управляемые и управляемые;

– по типу вентилей, установленных в выпрямителях – диодные, транзисторные, тиристорные и диодно-транзисторные.



а б в г

Рис. 2.1. Схемы выпрямителей: а – однополупериодная; б – двухполупериодная; в – однофазная мостовая; г – трехфазная нулевая; д – трехфазная мостовая.

Существенное влияние на работу выпрямителя оказывает и характер нагрузки: активная, активно-индуктивная, наличие э. д. с в нагрузке.

2.1. Неуправляемые выпрямители

Неуправляемые выпрямители [7] преобразуют переменное напряжение в постоянное напряжение. Соотношение между выходным постоянным напряжением и входным переменным, форма постоянного напряжения и ряд других параметров зависят от схемы включения диодов.

Однополупериодная схема. Схема и диаграммы напряжений и токов, характеризующие ее работу, приведены на рис. 2.2. Схема содержит один диод и согласующий трансформатор, предназначенный для получения требуемой величины выпрямленного напряжения. Полярность напряжения на вторичной обмотке трансформатора изменяется периодически. Соответственно меняется полярность напряжения на электродах диода V и его состояние (открытое или закрытое). При прямом напряжении на электродах анод – катод, открытый диод подключает вторичную обмотку трансформатора к нагрузке (резистору Rн). Изменение напряжения и тока в нагрузке при открытом диоде V показано на рис. 2.2, б (интервал 0 – t_1). В момент t_1 полярность напряжения на электродах диода изменяется и к диоду прикладывается обратное напряжение. Сопротивление диода резко возрастает до очень большой величины, и вторичная обмотка трансформатора отключается от нагрузки. С момента t_2 процесс повторяется. Из диаграмм следует, что форма напряжения на активной нагрузке в положительный полупериод повторяет напряжение на вторичной обмотке трансформатора, а ток протекает только в одном направлении от катода через резистор к аноду. Наличие в схеме только одного диода позволило получить источник постоянного тока.

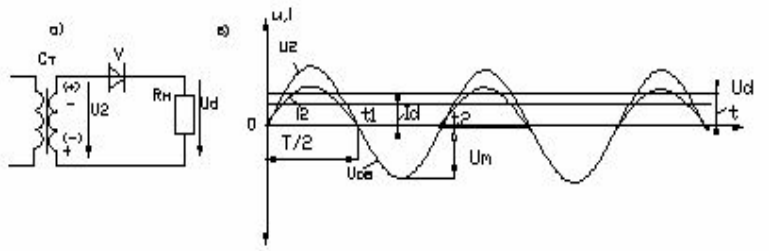


Рис. 2.2. Однополупериодная схема: (а) – диаграммы напряжений; (б) – токов

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} UmSin\omega t dt = 0{,}45U_2. \quad (2.1)$$

Среднее значение тока в нагрузке

$$I_d \frac{1}{T}\int_0^{T/2} i\,dt = \frac{Im}{\pi}. \quad (2.2)$$

Действующее значение тока нагрузки

$$I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{T/2} i^2 dt} = \frac{Im}{2}. \quad (2.3)$$

Коэффициент формы тока равен

$$K_{фi} = I / I_d = 1{,}57$$

Максимальное обратное напряжение

$$U_{обр.} = U_m = \sqrt{2} \cdot U_2 = 3{,}13\ U_d. \quad (2{,}4)$$

Однофазная мостовая схема. Эта схема рис. 2.3, а состоит из согласующего трансформатора, и четырех диодов V1 – V4. К одной диагонали моста (линии соединения анод – катод диодов V1,V3 и анод–катод–диодов V2, V4) подключена вторичная обмотка согласующего трансформатора. Другая диагональ моста (точки соединения анодов и катодов диодов) подключена к нагрузке $R_н$. Вывод от катодов выпрямителя (точка 1) является положительным полюсом выпрямителя, вывод от анодов (точка 2) – отрицательным полюсом выпрямителя.

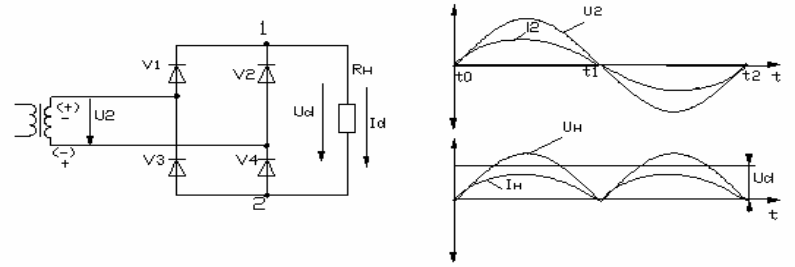


Рис. 2.3. Однофазная мостовая схема: а – диаграммы напряжения и тока в трансформаторе б – диаграммы напряжения и тока в выпрямителе.

При полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора, указанной в скобках, ток нагрузки проходит через диоды V1 и V4, диоды V2 иV3 находятся под обратным напряжением. Максимальное значение этого напряжения равно амплитуде переменного напряжения U_m на вторичной обмотке трансформатора. В последующий полупериод полярность напряжения на вторичной обмотке трансформатора изменяется (на схеме полярность напряжения указана

без скобок). Теперь под прямым напряжением находятся транзисторы V2 и V3 и они создают путь для тока в нагрузке в том же направлении. Во второй полупериод обратное напряжение прикладывается к диодам V2 иV3. Далее процесс повторяется.

Среднее значение выпрямленного напряжения в однофазной мостовой схеме

$$U_d = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} U_m \sin\omega t\,dt = 0{,}9U_2. \qquad (2.5)$$

Среднее значение тока в нагрузке

$$I_d \frac{2}{T}\int_0^{T/2} i\,dt = \frac{2\,\mathrm{Im}}{\pi}. \qquad (2.6)$$

Действующее значение тока нагрузки

$$I = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{T/2} i^2 dt} = \frac{\mathrm{Im}}{\sqrt{2}}. \qquad (2.7)$$

Коэффициент формы тока равен

$$K_{фi} = I / I_d = 1{,}11\ . \qquad (2.8)$$

Обратное напряжение

$$U_{обр.} = U_m = \sqrt{2} \cdot U_{d.} / 0{,}9 = 1{,}57\ U_d .$$

Трехфазная нулевая схема и диаграммы напряжений и токов, характеризующие ее работу, приведены на рис. 2.4. В трехфазных схемах вентили, соединенные вместе одноименными выводами (катодами или анодами) образуют катодную или анодную группу. В приведенной на рис. 2.4, а схеме вентили соединены в катодную группу, аноды диодов подключены к обмоткам трансформатора. Нагрузка $R_н$ подключена к нулевой точке и точке соединения катодов диодов. Фазные напряжения U_a, $U_в$, U_c, смещенные на 120^o рис. 2.4, б последовательно прикладываются к анодам диодов. В интервале $0 – t_1$ прямое напряжение на диодах V_3 и V_1), но в открытом состоянии находится диод с более высоким положительным потенциалом на аноде. В интервале $0 – t_1$ более высокий потенциал на аноде имеет диод V_3 и ток нагрузки проходит через этот диод. Правее точки сравнения напряжений фаз U_c и U_a (точка 1), называемой точкой естественной коммутации, более высокий положительный потенциал имеет фаза «а» и в открытом состоянии находится диод V_1. В точке естественной коммутации происходит переход (коммутация) тока с диода V_3 на диод V_1. Далее в течение 120^o более высокий положительный потенциал на аноде имеет диод V_1 и напряжение на нагрузке определяется напряжением фазы «а». В точке 2 открывается диод V_2 и процесс повторяется.

Переход тока с вентиля на вентиль в момент сравнения напряжений двух фаз называется естественной коммутацией.

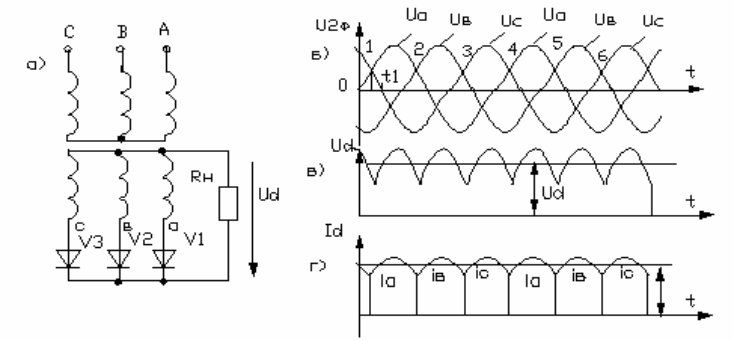


Рис. 2.4. Трехфазная нулевая схема: а – диаграмма напряжений на обмотках трансформатора; б – фазные напряжения; в – выходное напряжение; г – ток нагрузки

Прохождение тока через фазные обмотки только в одном направлении создает поток подмагничивания, насыщающий трансформатор. Вихревые токи, возникающие в этом случае, приводят к дополнительному нагреву сердечника трансформатора и увеличению потерь энергии.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{ср} = \frac{3}{T}\int_{T/12}^{5T/12} UmS\sin dt = 1{,}17U_{2ф} .$$

Трехфазная мостовая схема. Схема включения диодов и диаграммы напряжений и токов приведены на рис. 2.5. [8]. В отличие от трехфазной нулевой схемы, трехфазная мостовая содержит две группы: катодную и анодную. В первой группе вместе соединены катоды диодов V1, V2, V3.Во второй группе вместе соединены аноды диодов V2, V4, и V6. Нагрузка подключена к точкам соединения анодов в анодной группе и катодов в катодной группе диодов. К точкам соединения катодов анодной группы и анодов катодной группы подключены одноименные выводы вторичных обмоток трансформатора. Каждый диод в катодной группе открыт, когда на его аноде наиболее положительный потенциал. В анодной группе открыты диоды, у которых наиболее отрицательный потенциал на катодах. В точках сравнения двухфазных напряжений на анодах катодной (точки 1,2,3 и т. д.) происходит переход (коммутация) тока с одного диода на другой. Более подробно процесс коммутации будет рассмотрен при анализе работы управляемых выпрямителей. В катодной группе коммутация тока про-

исходит в точках сравнения отрицательных полусинусойд. В трехфазной мостовой схеме коммутация тока происходит через 60^0. В течение этого интервала напряжение на нагрузке определяется напряжением двух фаз, подключенных через диоды в катодной и анодной группах.

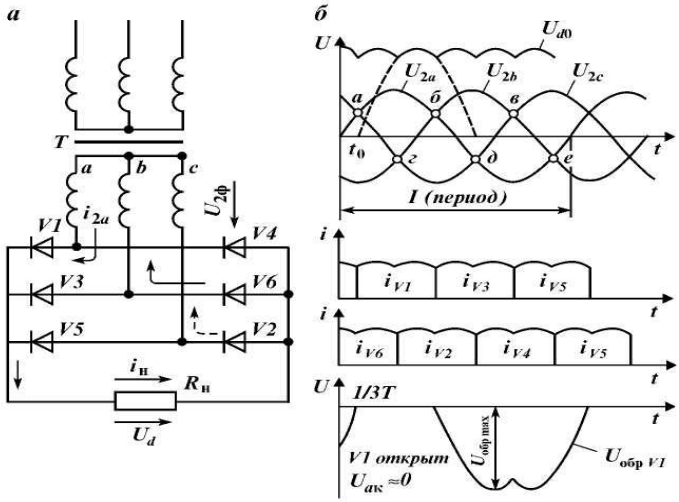


Рис. 2.5. Трехфазный выпрямитель: а – схема; б – диаграммы напряжений и токов

Среднее напряжение на нагрузке

$$U_{ср} = 2\frac{3}{T}\int_{T/12}^{T/2} UmS\sin t\,dt = 2{,}34U_{2ф}\,. \qquad (2.9)$$

Рассмотренные схемы выпрямителей различаются параметрами и характеристиками. Основные параметры и характеристики схем приведены в таблице.

В таблице приняты обозначения: I, Id , U, Ud – действующие и средние значения напряжений и токов нагрузки; $I_в$, $I_{ср.в}$ – действующее и среднее значение тока вентилей; $U_{обр}$ – максимальное обратное напряжение на вентиле; Pd, P – среднее значение мощности и мощность постоянного тока нагрузки; $S_т$ – расчетная мощность трансформатора.

Приведенные в таблице параметры схем выпрямления показывают:

– из однофазных схем лучшие параметры имеет однофазная мостовая;

– из трехфазных схем – трехфазная мостовая.

Таблица

Параметры и характеристики выпрямителей

	Характеристики схем выпрямителей

Схема выпрямителя	$K_ф = \frac{I}{Id} = \frac{U}{Ud}$	U_d/U_2 $U_d/U_{2ф}$	$U_{об}/Ud$	η =Pd/P	$S_т/Pd$	$I_в/Icp$	$K_п = \sqrt{k_ф^2} - 1$
Однофазная однополу-периодная	1,57	0,45	3,14	0,405	3,1	1,57	1,21
Однофазная двухполу-периодная	!.11	0,9	3,14	0,81	1,48	1,57	0,482
Однофазная мостовая	1,11	0,9	1,57	0,81	1,21	1,57	0,482
Трехфазная нулевая	1,04	0,67	2,09	0,97	1,345	1,76	0,286
Трехфазная мостовая	1,001	1,35	1,045	0,998	1,045	1,735	0,045

Одним из основных показателей выпрямителей является качество выпрямленного напряжения, определяемое значением переменной составляющей основной гармоники. Наиболее низкое и высокое качество выпрямленного напряжения имеют, соответственно, однополупериодная и трехфазная мостовая схемы. Другим наиболее важным показателем является отношение средней мощности трансформатора к мощности нагрузки. Здесь также лучшее использование мощности трансформатора в трехфазной мостовой схеме. Указанные в таблице характеристики и параметры справедливы и для схем с тиристорами.

2.2. Управляемые выпрямители

Тиристоры в управляемых выпрямителях включаются по тем же схемам, что и диоды в неуправляемых. Схемы (рис. 2.1) с тиристорами могут работать в двух режимах: выпрямительном и инверторном. В выпрямительном режиме переменное напряжение, поступающее из сети, преобразовывается в постоянное напряжение и регулируется по величине (средней). В инверторном режиме энергия постоянного тока преобразуется в силовой части в энергию переменного тока и передается в сеть. Поток передаваемой энергии может плавно регулироваться от нуля до некоторой максимальной величины.

Оба режима широко используются в приводах постоянного и переменного тока. При работе электрической машины в двигательном режиме схема работает в выпрямительном режиме, где с помощью системы управления тиристорами регулируется частота вращения двигателя и скорость движения рабочего механизма. Возможность работы

схемы в инверторном режиме позволяет реализовать наиболее экономичный режим торможения с передачей энергии в сеть.

Работа преобразователя в выпрямительном режиме поясняется схемой и диаграммами напряжений, приведенными на рис. 2.6. В пределах положительной полусинусойды (0 – t_2) управляющий импульс подан к тиристору в момент t_1. После исчезновения импульса тиристор останется в открытом состоянии при условии, что ток в цепи анод – катод будет больше тока удержания. В конце положительного полупериода после снижения тока нагрузки до величины тока удержания тиристор закрывается, и в таком состоянии он будет находиться до поступления очередного управляющего импульса. С момента t_3 процесс повторяется. Очевидно, что с изменением момента подачи управляющего импульса будет изменяться часть положительной полусинусойды, пропускаемой к нагрузке, и среднее значение выпрямленного напряжения Ud. Интервал времени от начала положительной полусинусойды до фронта импульса, выраженный через угол α, называется углом регулирования управляющих импульсов.

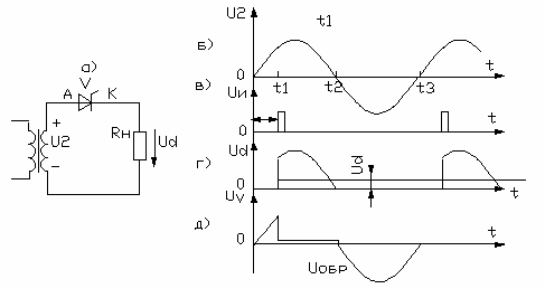


Рис. 2.6. Схема (а) и диаграммы напряжений (б, в, г, д), поясняющие работу схемы.

В однофазных схемах выпрямления зависимость выпрямленного напряжения от угла регулирования α, определяется уравнением

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

где U_{d0} – максимальное выходное напряжение выпрямителя (В однополупериодной схеме $U_{d0} = 0{,}45E_{2ф}$, в однофазной мостовой - $U_{d0} = 0{,}9E_{2ф}$).

2.3. Инверторы, ведомые сетью

Работа однополупериодной схемы в инверторном режиме поясняется диаграммами напряжений и токов, приведенными на рис. 2,7. Схема может работать в инверторном режиме при наличии источника постоянного тока в цепи нагрузки, и если полярность напряжения этого источника имеет прямое направление относительно тиристора.

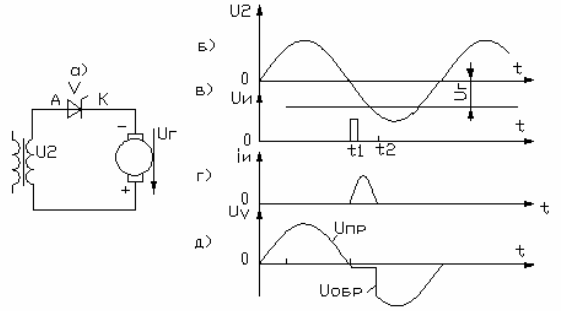


Рис. 2.7 Схема (а), диаграммы напряжений и токов (б, в, г, д), поясняющие работу однополупериодной схемы в инверторном режиме.

Работа схемы рассматривается с момента t_1. В этот момент открывается тиристор и через вторичную обмотку протекает ток, источником которого является генератор. Одновременно с нарастанием тока в силовой цепи увеличивается встречное напряжение U_2 на вторичной обмотке трансформатора. В момент t_2 $U_2 = U_г$, но за счет электромагнитной энергии, накопленной в индуктивностях, прямое напряжение на тиристоре, и его открытое состояние сохраняется еще некоторое время. Поэтому тиристор закрывается не в момент t_2, а несколько правее этой точки.

В процессе перемагничивания сердечника трансформатора током, источником которого является генератор, на первичной обмотке трансформатора наводится э. д. с., превышающая напряжение сети, т. е. в течение открытого состояния тиристора энергия от генератора передается в питающую сеть. Очевидно, что при изменении момента открывания тиристора в интервале $t_1 - t_2$ будет изменяться среднее значение тока и количество энергии, передаваемой в сеть.

Однополупериодная схема позволяет наглядно представить процесс преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока и регулирования потока энергии, передаваемого в сеть. Но из очевидных недостатков эта схема не находит практического применения.

В преобразователях средней и большой мощности в основном применяется трехфазная мостовая схема, приведенная на рис. 2.8.

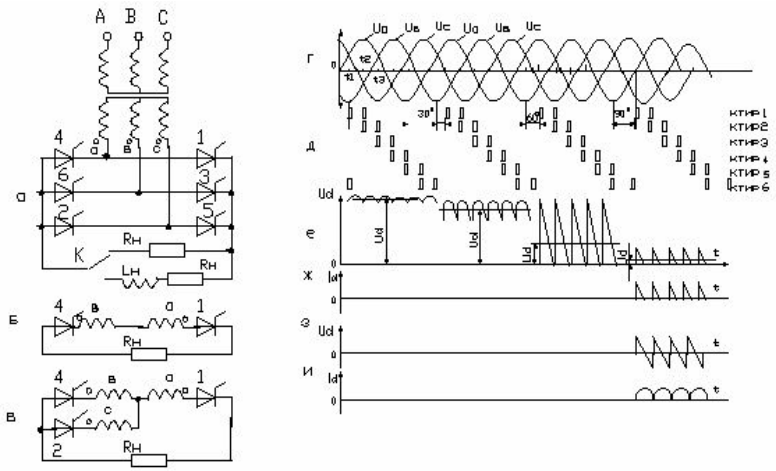


Рис. 2.8. Схемы и диаграммы напряжений, поясняющие работу трехфазного выпрямителя.

Работа схемы поясняется диаграммами напряжений и токов. Номера тиристоров соответствуют порядку приложения к ним прямого напряжения при указанной последовательности фаз и порядку подачи к ним управляющих импульсов. Напряжение на нагрузке формируется напряжением на обмотках двух фаз, одна из обмоток подключается к нагрузке через тиристоры катодной группы, другая – через тиристоры анодной группы. Управляющие импульсы, подаваемые к тиристорам, смещены на 60^0. Одновременное открывание тиристоров в анодной и катодной группах обеспечивается при широких импульсах управления $(65 – 70)^0$, или сдвоенных узких $(10 – 15)^0$ импульсах, сдвинутых на 60^0.

Работа схемы при $\alpha = 0$ рассматривается с момента t_1. В этот момент управляющие импульсы подаются к тиристору 1 в катодной группе и тиристору 6 в анодной группе. В образовавшейся замкнутой цепи (рис. 2.8, б) две вторичные обмотки трансформатора включены последовательно. Следующие импульсы поступят через 60^0. В течение этого интервала напряжение на нагрузке будет определяться напряжением на обмотках фаз «а» и «б». В момент t_2 к тиристору 1 подается второй (подтверждающий) импульс и первый импульс к тиристору 2. Теперь в анодной группе открыты два тиристора и образован второй контур, в который входят два тиристора и две фазные обмотки трансформатора. В этом контуре результирующее напряжение двух фаз имеет обратное направление к тиристору 6 и прямое к тиристору 2. В связи с наличием индуктивностей в контуре переход тока с тиристо-

ра 6 на тиристор 2 происходит не мгновенно, а в течении некоторого времени (время коммутации) ток в анодной группе проводят два тиристора. Далее в течение 60 (без учета процесса коммутации) напряжение на нагрузке определяется напряжением на обмотках фаз «а» и «с». Напряжение на активной нагрузке при углах регулирования 30^0, 60^0 и 90^0 показано на диаграмме, приведенной на рис. 2.8, е. Из диаграммы следует, что при 90^0 и активной нагрузке напряжение и ток имеют прерывистый характер и небольшие величины. При активно-индуктивной нагрузке (рис. 2.8, з, и) среднее напряжение на нагрузке равно нулю и зависимость выпрямленного напряжения от угла регулирования α определяется выражением

$$Ud = U_{d0} \, Cos\alpha \, .$$

Работа трехфазной мостовой схемы в инверторном режиме поясняется схемами и диаграммами напряжений, приведенными на рис. 2.9.

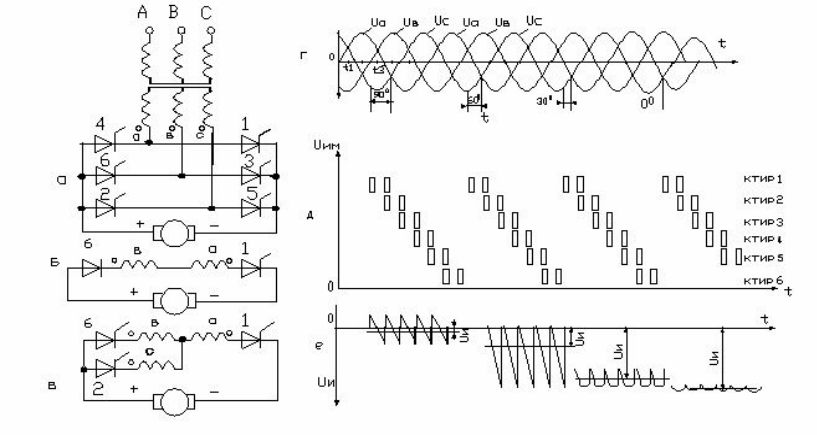


Рис. 2.9. Инвертор, ведомый сетью: а, б, в, – схемы; г, д, е – диаграммы напряжений

Для рабаты трехфазной мостовой схемы в инверторном режиме необходимо:

– наличие источника постоянного тока в нагрузке;

– катодную группу подключить к отрицательному полюсу источника постоянного напряжения;

– анодную к положительному. При этом постоянное напряжение имеет прямую полярность относительно всех тиристоров;

– изменить фазу управляющих импульсов в область инверторного режима.

Переменное напряжение является опорным и придает импульсную форму постоянному напряжению на стороне источника постоянного тока. По отношению к трансформатору постоянное импульсное напряжение первично.

Средняя величина опорного напряжения (выходное напряжение инвертора)

$$U_{и} = U_0 \cos\beta,$$

где β – угол опережения.

В отличие от однополупериодной схемы здесь диапазон регулирования угла β имеет определенные границы. Угол β отсчитывается от точки сравнения положительных фазных напряжений для тиристоров анодной группы и отрицательных для тиристоров катодной группы. При $\beta = 90^0$ среднее значение выходного напряжения инвертора равно нулю. Диаграммы напряжений на выходе инвертора при углах регулирования 90^0, 60^0, 30^0 и 0^0 приведены на рис. 2.9, е.

Расположение управляющих импульсов относительно анодных напряжений при углах $\beta = 90$, 60 и 30^0 и 0^0 показано на рис. 2.9, д.

При $\beta = 90^0$ в момент t_1 открываются тиристоры 1 и 6 и образуется контур рис. 2.9, б, в который входят также источник постоянного тока (генератор постоянного тока) и две обмотки трансформатора ω_a и ω_b. Очередные управляющие импульсы поступят к тиристорам 1 и 2 через 60^0. В интервале $t_1 - t_3$ величина и полярность выходного напряжения инвертора будет определяться напряжением на обмотках трансформатора ω_a и ω_b . В интервале $t_1 - t_2$ полярность суммарного напряжения на этих обмотках совпадает с полярностью напряжения на генераторе в интервале $t_2 - t_3$ оно направлено встречно. Среднее значение выходного напряжения инвертора равно нулю. После поступления очередных отпирающих импульсов к тиристорам 1 и 2 в анодной группе образуется новый (коммутирующий) контур: обмотка ω_b – тиристор 6 – тиристор 2 – обмотка ω_c. В этом контуре сумма напряжений U_b и U_c имеет прямое направление относительно тиристора 2 и обратное относительно тиристора 6. По той же причине, что и в выпрямительном режиме, переход тока от тиристора 6 к тиристору 2 происходит в течение времени, измеряемого углом γ. Далее процесс повторяется.

Как видно, при $\beta = 90^0$ среднее значение $U_{и} = 0$, а результирующее напряжение $U_p = U_d - U_{и}$ в цепи постоянного тока, оставаясь неизменным по величине (средней), приобретает импульсную форму.

Направления перемагничивания сердечника трансформатора энергией источников постоянного тока и сети совпадают в интервале $t_1 - t_2$ и противоположны в интервале $t_2 - t_3$. При этом в интервале $t_1 - t_2$ часть энергии источников постоянного и переменного токов

идет на накопление электромагнитной энергии в сердечниках трансформатора и якоре электрической машины, а часть – на нагревание двухфазных обмоток трансформатора и обмотки якоря.

В интервале $t_2 - t_3$ в перемагничивании участвуют накопленная электромагнитная энергия $W_э$ и энергия источника постоянного тока P_d. При этом $W_э \approx P_d$. Энергия источника постоянного тока идет на нагревание обмоток трансформатора и якоря.

При больших значениях U_d магнитные системы трансформатора и электрической машины глубоко насыщаются, а токи в обмотках трансформатора и якоря, ограничиваемые только активными сопротивлениями, достигают больших значений. Поэтому инверторный режим для $\beta = 90^0$ используется только при небольших значениях напряжения U_d (например, для остановки двигателя при малых скоростях). Торможение будет происходить без рекуперации энергии в сеть, т. е. аналогично динамическому торможению при замыкании обмотки якоря на небольшое активное сопротивление.

Величина и форма напряжений $U_и$ и U_p при углах регулирования 60 и 30^0 показаны на рис. 2.9, *в*.

С уменьшением угла β и увеличением напряжения $U_и$ снижается время, в течение которого в коммутирующем контуре сохраняется обратное напряжение на тиристоре 6, заканчивающем работу, и прямое на тиристоре 2, вступающем в действие.

Если $\beta < \gamma + \delta$ (δ – угол восстановления запирающих свойств тиристора), то прямое напряжение на тиристор, заканчивающий работу, поступит прежде, чем он закроется. Следствием этого будет срыв работы (опрокидывание) инвертора.

В тиристорном электроприводе постоянного тока инверторный режим применяется для торможения двигателей. Минимальное время торможения достигается при токе инвертирования, равном допустимому току двигателя по условиям коммутации ($I_и = 2{,}5I_н$).

Величину тока $I_и$ можно регулировать изменением угла опережения β и величины напряжения U_d.

В автоматизированных системах тиристорного электропривода, как правило, $U_d \neq$ const и в процесс торможения регулируется изменением угла β.

2.4. Системы управления тиристорами.

Регулирование выходных величин управляемых выпрямителей, инверторов ведомых сетью, преобразователей переменного напряжения и преобразователей частоты с непосредственной связью, осуществляется устройствами, формирующими управляющие импульсы и

изменяющими их положение в пределах периода напряжения питающей сети. Они называются системами импульсно-фазового управления (СИФУ). В общем случае в этом устройстве осуществляется синхронизация работы с питающей сетью, формирование управляющих импульсов с требуемыми параметрами и регулирование их фазы. Надежная работа и другие показатели преобразователя в значительной мере определяется СИФУ. К ней предъявляется ряд требований. Одни из них определяются свойствами тиристоров, другие зависят от схемы включения тиристоров, режима работы преобразователя и характера нагрузки.

Основными параметрами СИФУ являются:

– параметры управляющих импульсов (амплитуда тока, крутизна фронта и длительность управляющих импульсов);

– диапазон угла регулирования управляющих импульсов.

Ток и напряжение управляющих импульсов должны иметь величины, при которых открываются все тиристоры данной серии, установленные в схеме. С другой стороны мощность потерь в управляющей цепи не должна превышать допустимых пределов.

Требуемая длительность управляющих импульсов зависит от характера нагрузки и схемы включения тиристоров. В схемах с активно-индуктивной нагрузкой длительность импульсов должна быть больше времени нарастания тока нагрузки до величины тока удержания. В трехфазной мостовой схеме цепь нагрузки замыкается при одновременном открывании двух тиристоров, находящихся в различных группах. Это условие выполняется при управлении тиристорами широкими импульсами длительностью $65–70^0$, или узкими сдвоенными, сдвинутыми на 60^0.

Требуемая крутизна управляющих импульсов находится в пределах 0,2–2 А/мкс. Более высокая крутизна необходима при параллельном и последовательном соединении вентилей.

Требуемый диапазон регулирования управляющих импульсов зависит от схемы включения тиристоров и характера нагрузки. В однофазных выпрямителях для регулирования выпрямленного напряжения от нуля до максимального значения необходим диапазон регулирования угла α 180^0. В трехфазной нулевнй схеме с активной и активно-индуктивной нагрузкой требуемый диапазон составляет соответственно 150^0 и 90^0 , в трехфазной мостовой схеме при тех же услвиях максимальный диапазон составляет 120^0 и 90^0.

В трехфазных схемах управляющие импульсы, поступающие к тиристорам, смещены на 120^0 (в трехфазной нулевой схеме) или на 60^0 (в трехфазной мостовой схеме). Смещение управляющих импульсов,

поступающих к тиристорам, осуществляется на вторичных обмотках синхронизирующего трансформатора. Отклонение интервалов между выходными импульсами каналов СИФУ, указанных значений, называется асимметрией управляющих импульсов. Она ведет к неравномерности нагрузки тиристоров и колебаниям выпрямленного напряжения и тока. Неравномерная нагрузка может привести к выходу из строя наиболее нагруженного тиристора.

При работе преобразователя в замкнутых системах автоматического регулирования асимметрия импульсов может привести к неустранимым колебаниям и потере работоспособности системы в целом.

В настоящее время существует множество вариантов СИФУ, отличающихся в основном устройством узлов фазосмещения и формирования управаляющих импульсов. Наибольшее применение получила СИФУ с так называемым «вертикальным» принципом управления. В электроприводах с компьютерным управлением применяются цифровые СИФУ.

Функциональная схема СИФУ с вертикальным управлением приведена на рис. 2.10.

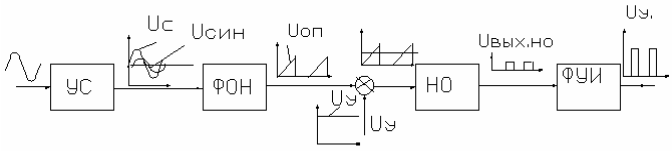


Рис. 2.10. Функциональная схема СИФУ с вертикальным управлением:
УС – узел синхронизации; ФОН – формирователь опорного напряжения;
НО – нуль-орган; ФУИ – формирователь управляющих импульсов.

В устройстве синхронизации УС устраняются искажение напряжения, поступающего от синхронизирующего трансформатора, и смещение синхронизирующего напряжения $U_{син}$ относительно анодного U_c. Необходимость последнего возникает в трехфазных выпрямителях, где начало диапазона регулирования управляющих импульсов находится в точке естественной коммутации. В устройстве ФОН формируется опорное напряжение пилообразной или синусоидальной формы. Линейный интервал опорного напряжения (рабочий интервал) синхронизируется с определенной фазой питающего напряжения. В однофазных выпрямителях эта точка находится в начале положительного полупериода анодного напряжения. В трехфазных выпрямителях начало рабочего фронта находится в точке естественной коммутации вентилей. На вход нуль - органа НО поступают опорное напряжение $U_{оп}$ и напряжение управления $U_у$. В момент их сравнения вы-

ходной сигнал нуль - органа НО переводит ФУИ из ждущего в режим формирования управляющего импульса.

Фронт управляющих импульсов совпадает с моментом сравнения опорного и управляющего напряжений. При изменении управляющего напряжения U_y сдвигается момент его сравнения с опорным напряжением в пределах периода напряжения сети и, соответственно, фаза управляющих импульсов.

Зависимость угла регулирования управляющих импульсов α от величины напряжения управления U_y определяется формой рабочего фронта опорного напряжения. При линейном рабочем фронте $\alpha = K \cdot U_y$. При использовании в качестве рабочего фронта части синусоиды зависимость угла регулирования α от величины управляющего напряжения определяется уравнением

$$\alpha = \arcsin \frac{Uy}{Um},$$

где U_m – амплитуда опорного напряжения.

Зависимость $\alpha = f(U_y)$ влияет на регулировочную характеристику управляемого выпрямителя $U_d = f(U_y)$. При линейном опорном напряжении регулировочная характеристика нелинейна и наоборот.

На рис. 2.11 приведена схемная реализация одного из каналов шестиканальной СИФУ с «Вертикальным» управлением.

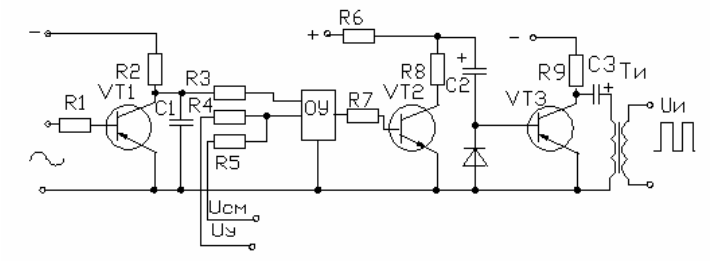


Рис. 2. 11. Схема канала СИФУ с вертикальным управлением

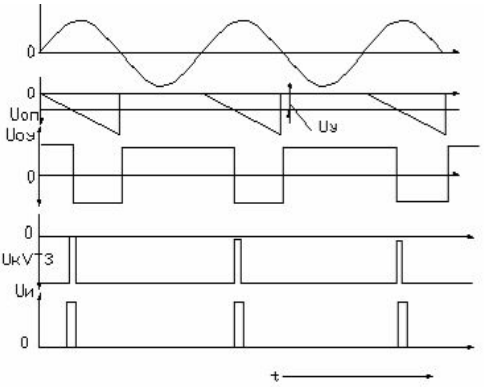


Рис. 2.12. Диаграммы напряжений, поясняющие работу СИФУ

Работа схемы рассматривается от начала положительного полупериода синхронизирующего напряжения U_c (рис. 2.12, а). До этого момента выходное напряжение усилителя ОУ, работающего в режиме компаратора, имеет отрицательный потенциал и транзисторы VT_3, VT_4 закрыты. Конденсаторы C_2 и C_3 заряжены с полярностью, указанной на схеме. В начале положительной полусинусоиды транзистор VT1 закрывается и конденсатор C_1 заряжается через резистор R_2 по экспоненте. Опорное напряжение, снимаемое с конденсатора, подается на реверсивный вход усилителя ОУ. На нереверсивный вход подается отрицательное напряжение управления U_y. В момент сравнения опорного $U_{оп}$ и управляющего U_y (t_1) напряжений изменяется полярность выходного напряжения компаратора, открывается транзистор VT_2 и разрядным током конденсатора C_2 транзистор VT_3 переводится в открытое состояние. В образовавшейся замкнутой цепи находится конденсатор C_3 и первичная обмотка импульсного трансформатора $T_и$. При разряде конденсатора на вторичной обмотке наводится э.д.с., которая и является управляющим импульсом. База транзистора VT_3 подключена через диод к аналогичной цепи в смежном канале СИФУ. В момент формирования управляющего импульса в смежном канале через диод на вход транзистора VT_3 отпирающее напряжение и формируется подтверждающий импульс.

При изменении величины управляющего напряжения U_y изменяется момент ее сравнения с опорным напряжением и фаза управляющих импульсов. В рассмотренной схеме диапазон регулирования угла α составляет около 180^0.

Схемное решение формирователя импульсов может быть использовано для управления запираемыми тиристорами. Формирование импульсов за счет внутренней энергии, накопленной на конденсаторах C_2 и C_3, позволяет использовать их для создания мощных импульсов при относительно небольшой мощности источников питания.

В настоящее время для создания СИФУ выпускаются интегральные и гибридные микросхемы, в которых один корпус содержит множество функциональных узлов. Один из вариантов СИФУ, реализованный на гибридной микросхеме, и диаграммы ее работы приведены на рис. 2.13. и 2.14. [9]. Схема содержит трансформатор синхронизации Т, фильтр (операционные усилители A_3 и A_4), компараторы (V1 V2 V3 D1.1 -D1.4), формирователь опорного напряжения (транзистор V4, усилитель А1), фазосмещающее устройство, построенного на ГИС, реализующей два сдвинутых на 180^0 канала управления, нуль-орган (усилитель А2), элементы распределения импульсов по фазам (D2.3, D3.1, D3.2, D3.3), согласующие ключи (транзисторы V_6 - V9).

В фильтре напряжение синхронизации u_c, поступающее от вторичной обмотки синхронизирующего трансформатора, сдвигается по фазе относительно анодного напряжения. Здесь же устраняются отклонения u_c от синусоидальной формы. Выходное напряжение фильтра подается на вход транзисторов V1, V2, работающих в режиме компараторов.

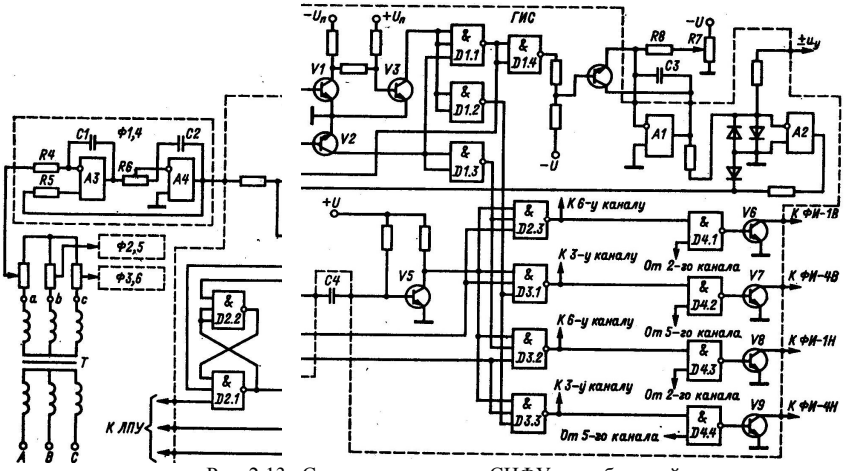


Рис. 2.13. Схема двух каналов СИФУ на гибридной микросхеме

Компараторы имеют зону нечувствительности и длительность логической единицы, поступающей на вход $Д_4$, меньше 180^0. При сов-

падении сигналов логической 1 на двух входах микросхемы D1.1 возникает сигнал на входе D1.4, которым открывается транзистор V_4 и создается цепь разряда конденсатора C_3 в формирователе опорного напряжения.

На вход нуль-органа (усилитель A_2) подаются два напряжения: опорное, поступающее от формирователя опорного напряжения, и управляющее, поступающее от узла согласования. В момент их сравнения переключается триггер D2.1, D2.2 и формируются импульсы управления. Распределение их по тиристорам осуществляется микросхемами D2.3, D3.1, D3.2, D3,3. Логические сигналы длительностью $172–173^0$ с выходов D1.3, D1.2 поступают на входы микросхем D2.3, D3.1, D3.2 D3.3. В реверсивных схемах с раздельным управлением на эти же элементы подаются блокирующие и разблокирующие сигналы. Выходные импульсу этих элементов подаются через микросхемы D4.1, D4.2, D4.3, D4,4 и транзисторы V6, V7, V8, V9 подаются на вход формирователей управляющих импульсов. Подтверждающие импульсы создаются путем подачи импульсов управления от соответствующих смежных каналов.

В момент сравнения напряжения, поступающего от формирователя опорного напряжения на вход нуль-органа (усилитель A_2), и управляющего переключается триггер D2.1, D2.2 и формируется импульс управления. Распределение импульсов по тиристорам осуществляется микросхемами D2.3, D3.1, D3.2, D3.3 в соответствии с сигналами компараторов через микросхемы D1.3, D1.2. Логический сигнал длительностью $172–175^0$ с выхода D1.3, D1.2 поступает на входы микросхем D2.3, D3.1, D3.2, D3,3. На эти же элементы подаются сигналы блокирования управляющих импульсов системой раздельного управления. Импульс управления с выхода D2.3 поступает через микросхему D4.1 и согласующий ключ V6 на вход узла выходного каскада 1–го канала формирователя импульсов (ФИ-1В), а с выхода элемента D4.2 поступает импульс, синхронизируемый сдвинутым на 180^0 напряжением противофазного 4–го канала. Элементы D2.3, D3.1, D3.2 D3.3. осуществляют суммирование узких управляющих импульсов, т. е. на вход 1–го канала через элемент D4.1 поступает подтверждающий импульс от 2–го канала, а с выхода элемента D2.3 подается узкий управляющий импульс на вход 6–го канала. Аналогично на вход элемента D4.2 поступает импульс с 5–го канала, а с выхода элемента D3.1 выдается импульс на 3–й канал. Элементы D3.2, D3.3, D4.3, D4.4 реализуют аналогичный алгоритм для 1–го и 4–го каналов второго комплекта тиристоров реверсивной схемы с раздельным управлением.

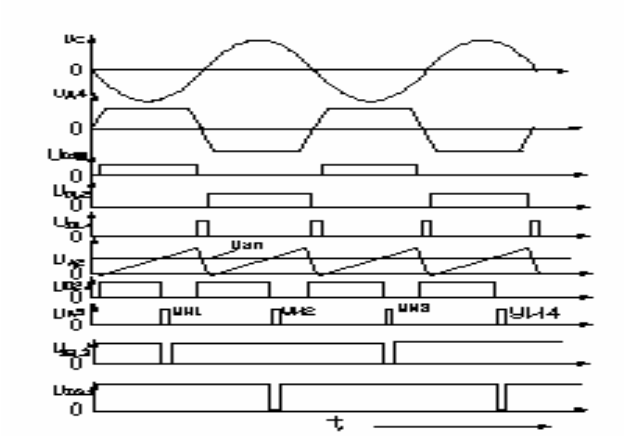


Рис. 2.14. Диаграммы напряжений, поясняющие работу СИФУ.

Функциональная схема одного из вариантов цифровой СИФУ (системы автоматизированного управления приводами) приведена на рис. 2.15. Схема содержит микро-ЭВМ, программируемый аппаратный таймер ПТ, генератор импульсов G и выходное устройство DC, формирующее управляющие импульсы.

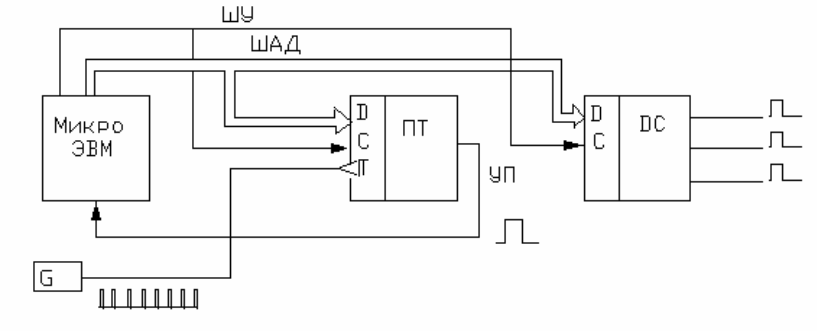


Рис. 2.15. Функциональная схема цифровой СИФУ

Таймер, работающий счетчиком на вычитание, имеет специальный вход, на который подаются импульсы от генератора тактовых импульсов. После выбора всех тактовых импульсов, на выходе таймера формируется сигнал импульсной формы. Время выбора импульсов, являющееся временем задержки сигнала на выходе таймера, определяется кодом, рассчитанным микро-ЭВМ и переданным через ШУ на

вход ПТ. Отсчитав заданную задержку времени, таймер посылает сигнал программе управления прерыванием, и микро-ЭВМ прерывает процесс вычисления и выдает в дешифратор код, соответствующему тиристору, который должен включаться в данный момент. После расшифровки кода выдается управляющий импульс для тиристора.

2.5. Защита вентилей и преобразовательных устройств

Длительная и надежная работа полупроводниковых преобразовательных устройств обеспечивается, если основные параметры полупроводниковых элементов: прямое и обратное напряжение на вентилях не превышает допустимых пределов, скорость нарастания прямого напряжения и тока нагрузки не превышают критического значения, максимальное значение тока нагрузки не приводит к перегреву вентилей. Превышение прямого и обратного напряжений на вентилях допустимых величин (перенапряжения) приводят к пробою вентилей и потере работоспособности преобразователя.

Превышение прямого тока допустимой величины приводит к перегреву полупроводников и разрушению p-n перехода. Превышение скорости нарастания прямого тока может привести к локальному перегреву p-n перехода и к таким же последствиям.

К наиболее характерным аварийным режимам полупроводниковых преобразователей являются: перенапряжения на вентилях; короткие замыкания (внутренние и внешние); перегрузка по току;

Предотвращение повреждения вентилей в аварийных режимах осуществляется с помощью устройств защиты.

2.5.1. Защита вентилей от перенапряжений

Перенапряжения могут быть вызваны множеством факторов. Чаще всего они возникают при разрыве цепей, содержащих индуктивность. Наглядным примером является работа выпрямителей и инверторов. Обмотки трансформаторов являются накопителями электромагнитной энергии. Непрерывное их переключение (коммутация) при работе преобразователя в выпрямительном или инверторном режимах сопровождается разрядом электромагнитной энергии. При каждом включении очередного тиристора происходит переход тока с вентиля на вентиль, т. е. происходит разрыв цепи постоянного тока, содержащей индуктивность. Величина и полярность напряжений импульсов, возникающих в процессе коммутации, зависит от величины тока нагрузки и момента коммутации в пределах периода питающего напря-

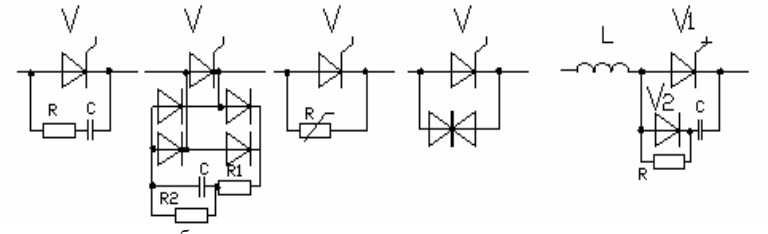
жения. Наибольшие перенапряжения возникают в моменты, кода эти импульсы совпадают с максимальным напряжением на обмотках трансформатора.

Грозовые разряды и различного вида переключения в сети также могут вызвать перенапряжения на элементах преобразовательных устройств. К таким видам переключения могут быть отнесены: отключение трансформатора без нагрузки, срабатывание автоматических выключателей и плавких предохранителей, короткие замыкания в цепях, содержащих индуктивность.

Различают внутренние и внешние перенапряжения. К внутренним относят перенапряжения, вызванные процессами коммутации тока с вентиля на вентиль при работе преобразователя в выпрямительном или инверторном режиме.

К внешним перенапряжениям на вентилях относят те, которые вызваны коммутационными процессами, находящимися за пределами силовой части преобразователя.

Схемы, применяемые для защиты вентилей от внутренних перенапряжений, приведены на рис. 2.16, а, б, в, г.



а б в г д

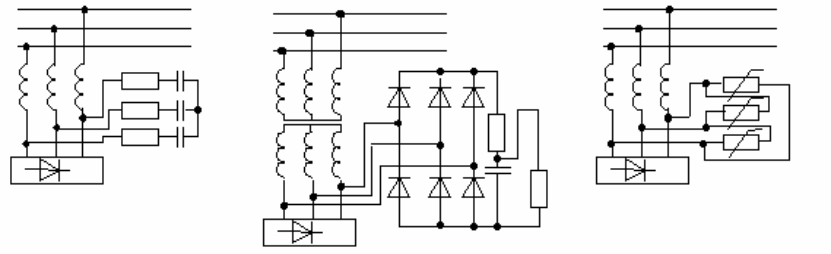
Рис. 2.16. Схемы защиты: а – RC – цепочка, включаемая параллельно тиристору; б – RC – цепочка, включаемая параллельно тиристору через однофазный мост; в – схема с варистором; г – схема с лавинными диодами, д – схема защиты тиристора GTO/

Схема защиты, приведенная на рис. 2.16, а, применяется в преобразователях малой и средней мощности. В связи с использованием в ней наиболее распространенных элементов, она получила широкое распространение. Схема с RC цепочкой, включенной через однофазный мост, рис. 2.16, б позволяет использовать электролитические конденсаторы. Большая их емкость при малых размерах упрощает реализацию устройств защиты для мощных преобразователей. Схемы с варистором и на симметричных лавинных диодах (рис. 2.16, в, г) могут применяться для защиты тиристоров с номинальным током до 250 А.

Надежная работа тиристоров типа GTO обеспечивается при наличии специальных устройств защиты обеспечивающих ограничение скорости нарастания прямого напряжения dU/dt и скорости нарастания прямого тока di/dt. В устройстве защиты рис. 1.8 скорость нарастания прямого тока через тиристор V_1 ограничивает индуктивность этих L, включенная последовательно с тиристором, а скорость нарастания прямого напряжения – конденсатором, включенном параллельно с тиристором. В блок защиты так же входят диод D, служащий для ограничения тока разряда конденсатора при включении тиристора.

Схемы защиты от внешних перенапряжений приведены на рис. 2.17.

В схеме, приведенной на рис. 2.17, а необходимы быстродействующие конденсаторы большой емкости. Схема защиты с RC цепочкой, включенной через трехфазный мост (рис. 2.17, б) имеет те же свойства что и схема, приведенная на рис. 2.17, б. Схема с варисторами (рис. 2.17, в) эффективно работает только в преобразователях малой мощности.



а б в

Рис. 2.17. Схемы защиты преобразователей от внешних перенапряжений.

2.5.2. Защита вентилей от перегрузок по току

В процессе прохождения тока через вентиль в p-n переходе происходят потери энергии и выделяемое здесь тепло приводит к повышению температуры полупроводниковых материалов. Ввиду малой их теплоемкости температура в p-n переходе может превысить допустимое значение и он потеряет запирающие свойства.

Причинами их могут быть: перегрузки по току при коротких замыканиях в схеме, пробой p-n перехода в одном или нескольких вентилях, неисправности системы импульсно-фазового управления тиристорами (СИФУ) при работе преобразователя инвертором, ведомым сетью, асимметрия управляющих импульсов, превышение скорости нарастания прямого напряжения dU/dt или тока di/dt допустимого значения.

Для защиты вентилей при коротких замыканиях во внешней цепи применяются быстродействующие автоматические выключатели и плавкие предохранители.

Надежная защита обеспечивается при согласовании перегрузочных характеристик вентилей и устройств защиты. Наилучшее согласование достигается при использовании в качестве перегрузочной характеристики интеграла потерь в вентиле

$$I_в = \int i^2 dt ,$$

где $I_в$ – допустимые потери энергии в вентиле в аварийном режиме;

i – ток, протекающий через вентиль.

Характеристиками устройств защиты являются интегралы

$$I_s = \int_{t_s} i^2 dt ,$$

где I_s – интеграл плавления плавкой вставки предохранителя (энергия, выделенная в предохранителе к моменту начала плавления);

$$I_g = \int_{t_g} i^2 dt ;$$

I_g – энергия, потерянная в предохранителе до момента погасания дуги;

$$Ia = \int_{t_a} i^2 dt ;$$

I_a – энергия, потерянная в цепи перегрузки до момента ее отключения защитным устройством.

В связи с тем, что один и тот же ток протекает через вентили и устройства защиты, повреждение вентиля исключается при $I_в \geq I_g$ (при защите плавкими предохранителями); $I_в \geq I_a$ (при защите автоматическим выключателем); $I_s \geq I_a$ (при защите предохранителя выключателем).

Согласование характеристик автоматических выключателей и вентилей осуществляется согласующим трансформатором или реакторами, включенными между сетью и преобразователем. Наличие этих элементов в цепи короткого замыкания снижает скорость нарастания тока.

В режиме выпрямления произвольное отпирание тиристоров приводит к искажению формы выпрямленного напряжения и перегрузке тиристоров. При работе преобразователя в инверторном режиме произвольное отпирание тиристоров может вызвать режим короткого замыкания и выходу из строя преобразователя и элементов нагрузки.

Защита преобразователей от перегрузок по току осуществляются размыкающими устройствами: быстродействующими автоматическими выключателями, быстродействующими плавкими предохранителями и другими устройствами. Перегрузки по току могут быть вызваны внешними и внутренними короткими замыканиями. Надежная защита вентилей от коротких замыканий обеспечивается, если ток срабатывания устройства защиты будет меньше допустимого тока вентиля. Защита от медленных перегрузок осуществляется системами управления.

2.6. Реверсивные тиристорные выпрямители

Выходное напряжение в типовых схемах включения тиристоров рис. 2.1 имеет одну полярность: положительную в точке соединения катодов и отрицательную – в точке соединения анодов. Выпрямители с такими свойствами называются нереверсивными. Ток в нагрузке при питании от нереверсивных выпрямителей протекает только в одном направлении. У многих потребителей (двигатели постоянного тока и др.) характер работы связан с необходимостью изменения направления тока в нагрузке. Реверсивные преобразователи могут быть созданы из двух нереверсивных схем (комплектов), соединенных определенным образом. Основные схемы реверсивных преобразователей приведены на рис. 2.18 и 2.19.

Существует два способа управления тиристорами в реверсивных схемах: совместное рис. 2.18 и раздельное рис. 2.19. В схемах с совместным управлением управляющие импульсы подаются к тиристорам обеих групп. Регулирование импульсов в комплектах тиристоров производится так, чтобы один из них работал в выпрямительном режиме, другой – в инверторном. При совместном управлении применяют согласованное и несогласованное регулирование углов управляющих импульсов. Если во всем диапазоне регулирования фазы управляющих импульсов сохраняется равенство $\alpha = \beta$, регулирование считается согласованным. Несогласованное регулирование ($\alpha > \beta$) применяется для уменьшения уравнительных токов. В процессе регулирования выходное напряжение группы вентилей, работающей в инверторном режиме, превышает выходное напряжение группы, работающей в выпрямительном режиме. Уменьшение амплитуды и длительности интервалов с прямым контурным напряжением приводит к уменьшению уравнительных токов, но одновременно возрастает зона нечувствительности.

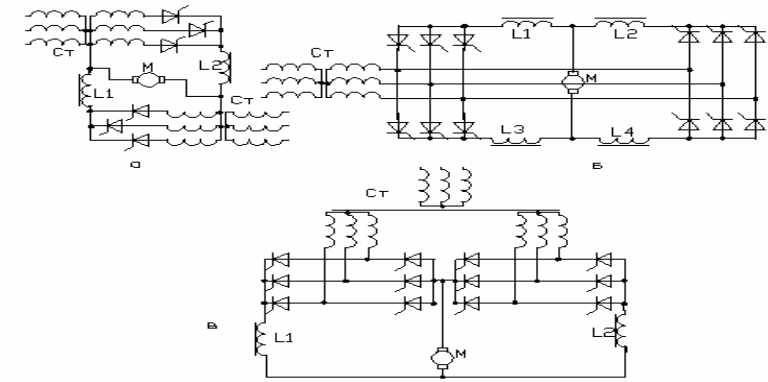


Рис. 2.18. Реверсивные преобразователи с совместным управлением:
а – трехфазная нулевая; б – встречно-параллельная трехфазная мостовая;
в – перекрестная трехфазная мостовая.

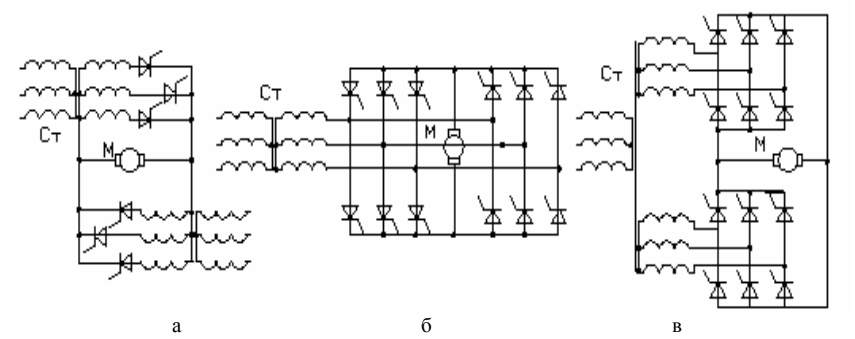


Рис. 2.19. Реверсивные преобразователи с раздельным управлением:
а – трехфазная нулевая схема; б – трехфазная мостовая встречно – параллельная схема;
в – трехфазная мостовая перекрестная схема.

2.6.1. Реверсивные выпрямители с совместным управлением

Работа реверсивной схемы при совместном управлении группами тиристоров поясняется характеристиками рис. 2.20, схемами и диаграммами напряжений и токов рис. 21 [10].

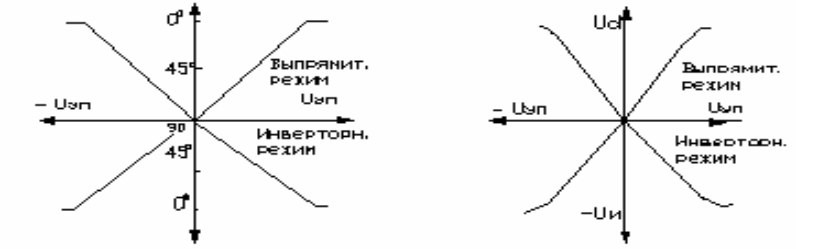


Рис. 2.20. Характеристики реверсивного тиристорного выпрямителя: а – α =f(Uуп), β = f(Uу); б – Ud= f(Uуп), – $U_и$= f(Uуп)

Из характеристик следует, что при увеличении $U_у$ от исходного состояния ($U_у = 0$, $\alpha = \beta = 90^0$) углы α и β и выходные напряжения выпрямителя и инвертора (среднее значение) изменяются на одинаковую величину и направлены встречно. Мгновенные величины U_d и $U_и$ не совпадают по времени, и в некоторой части периода анодного напряжения разность напряжений U_d – $U_и$ имеет прямое направление относительно тиристоров обеих групп. Открытые тиристоры и обмотки трансформатора образуют замкнутые цепи (контуры), не включающие цепь нагрузки. Протекающие в них токи, называемые контурными, дополнительно загружают тиристоры и ухудшают энергетические показатели преобразователя. Наряду с этим преобразователь приобретает и положительные качества – улучшаются динамические свойства реверсивных схем.

Схемы и диаграммы напряжений, характеризующие работу реверсивного преобразователя, приведены на рис. 2.21. Управляющие импульсы относительно начала смещены на 78^0, соответственно, в область выпрямительного и инверторного режимов, т. е. верхний комплект переведен в выпрямительный режим, нижний – в инверторный.

Работа схемы рассматривается с момента t_1. В этот момент в выпрямительной группе$_1$ управляющие импульсы подаются к тиристорам 1 и 6. В инверторной группе в этот момент открыты тиристоры 5′,6′. Открытые тиристоры и обмотки трансформатора и дросселей образуют два контура – I и II рис. 2.21, б. В контур 1 входят тиристоры 1 и 6′ , обмотки ω_b и ω_a. В контур II включены тиристор 6, обмотки ω_b и ω_c, тиристор 5′.

Далее в группе, работающей в инверторном режиме, открываются тиристоры 1′ и 6′ и образуется коммутирующий контур: обмотка ω_a – тиристор 1′ – тиристор 5′ – обмотка ω_c, в котором к заканчивающему работу тиристору 5′ прикладывается обратное напряжение и через интервал γ^0 обмотка ω_c и тиристор 5′ выключаются из контура II.

Каждое последующее включение тиристоров сопровождается запиранием тиристора, заканчивающего работу, и переключением фазных обмоток.

Напряжение и токи в обоих контурах имеют одинаковую закономерность, но период большой длительности в одном контуре совпадает по времени с периодом меньшей длительности в другом контуре (рис. 2.21, в).

При определении количественных показателей контурных токов принято следующее: характеристики нагрузки тиристоров идеальные, нагрузка индуктивная ($L = \infty$), активные сопротивления обмоток трансформаторов равны нулю.

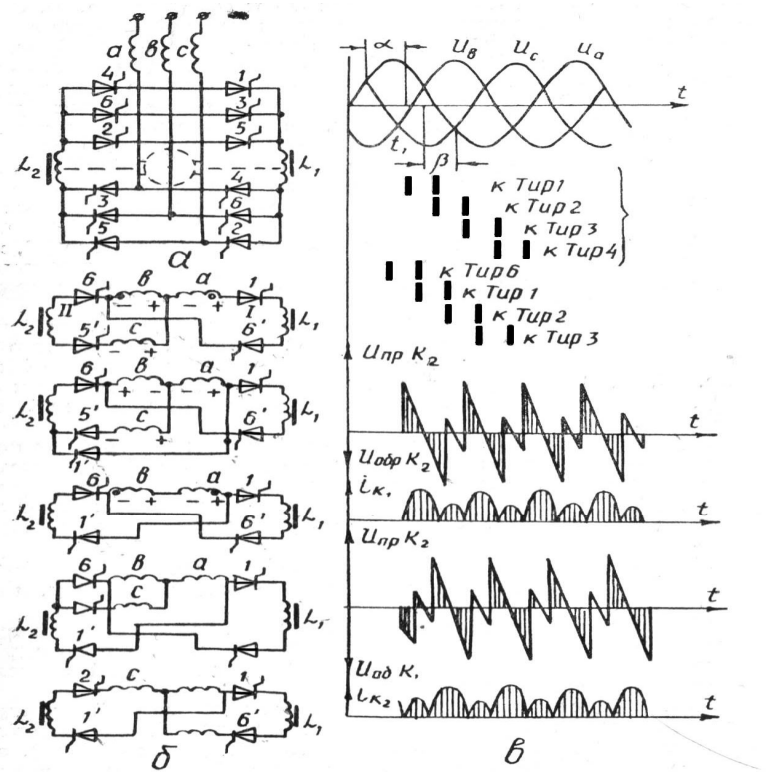


Рис. 2.21. К пояснению работы реверсивной встречно-параллельной схемы: а – схема; б – коммутирующие контуры; в – диаграммы напряжений и токов.

Напряжение в контуре в интервале с большей длительностью

$$U_к(t) = U_m\left[\sin\omega t - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right]. \tag{2.11}$$

После преобразования

$$U_к(t) = \frac{3U_m}{2}\left(\sin\omega t + \frac{1}{\sqrt{3}}\cos\omega t\right). \tag{2.12}$$

С учетом указанных допущений

$$U_k(t) = L\frac{di_к}{dt}. \tag{2.13}$$

Ток в контуре

$$i_к(t) = -\frac{3U_m}{2L_\omega}\left(\omega t - \frac{1}{\sqrt{3}}\sin\omega t - \frac{2L_\omega}{3U_m}C_1\right). \tag{2.14}$$

Постоянная C_1 определяется из начальных условий, зависящих от величины углов α и β.

Среднее значение уравнительного тока

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{T}\int i_к(t)dt. \tag{2.15}$$

Подставляя значения (2.14) в выражение (2.15), получим

$$I_{\text{ср}_1} = -\frac{9U_m}{2L(4\pi - 6\alpha)}\int\left(\cos\omega t + \frac{1}{\sqrt{3}}\sin\omega t - \frac{2L\omega}{3\text{U}_\text{m}}C_1\right)dt. \tag{2.16}$$

В интервалах меньшей длительности

$$I_{\text{ср}_2} = -\frac{9U_m}{2L(6\alpha - 2\pi)}\int\left(\cos\omega t + \frac{1}{\sqrt{3}} - \frac{2L\omega}{3\text{U}_\text{m}}C_2\right)dt. \tag{2.17}$$

При $\alpha = \beta > 60^0$ напряжение и токи в контуре прерывны. С учетом этого

$$I_{\text{ср}} = -\frac{9U_m}{4\pi L}\int\left(\cos\omega t - \frac{1}{\sqrt{3}}\sin\omega t - \frac{2L\omega}{3\text{U}_\text{m}}C\right)dt. \tag{2.18}$$

В перекрестной схеме (рис. 2.22) при тех же условиях образуется один коммутирующий контур, включающий четыре обмотки.

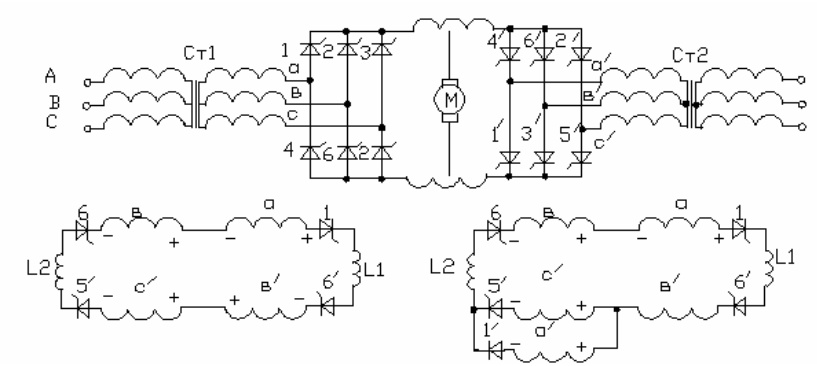


Рис. 2.22. Реверсивная перекрестная схема с совместным управлением

Две из них принадлежат одной фазе, а напряжения на них направлены навстречу друг другу. Поэтому контурное напряжение $U_к$ всегда формируется напряжением двух фаз. В очередных включениях тиристоров происходит только смена фазных обмоток. Из диаграмм напряжения и тока (рис. 2.23, 6) следует, что прерывность контурных токов наступает только при $\alpha = 30^0$.

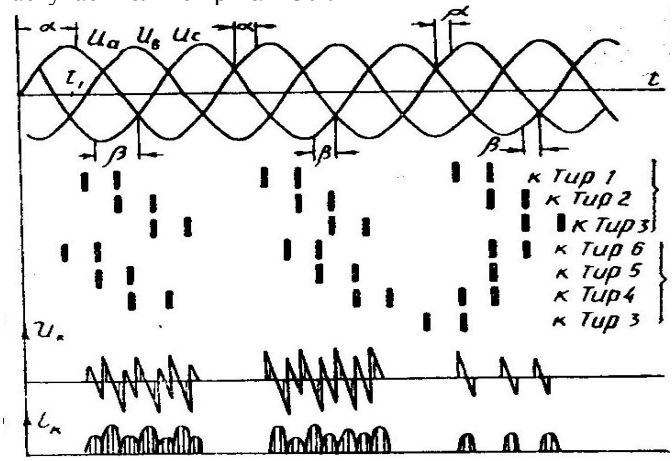


Рис. 2.23. К пояснению работы реверсивной схемы с совместным управлением

В пределах $90^0 > \alpha > 60^0$ в интервале большей длительности ток

$$I_{cp_1} = -\frac{9U_m}{2L(6\alpha - 2\pi)} \int \left(\cos \omega t + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \omega t - \frac{2L\omega}{3U_m} C_1 \right) dt. \qquad (2.19)$$

Для интервала меньшей длительности

$$I_{\text{ср}_2} = -\frac{3U_m}{2L(\pi - 2\alpha)} \int \left(\cos \omega t - \frac{2L\omega}{3\text{U}_\text{m}} C_2 \right) dt. \tag{2.20}$$

В диапазоне $60^0 > \alpha > 30^0$

$$I_{\text{ср}_1} = -\frac{3U_m}{2L(6\pi - 2\alpha)} \int \left(\sqrt{3} \sin \omega t - \frac{2L\omega}{3\text{U}_\text{m}} C_1 \right) dt. \tag{2.21}$$

$$I_{\text{ср}_2} = -\frac{9U_m}{4L(2\pi - 6\alpha)} \int \left(\cos \omega t - \sqrt{3} \sin \omega t - \frac{2L\omega}{3\text{U}_\text{m}} C_2 \right) dt. \tag{2.22}$$

В диапазоне $30^0 > \alpha > 0^0$

$$I_{\text{ср}} = -\frac{3\sqrt{3}U_m}{2\pi L} \int \left(\sin \omega t + \frac{2L\omega}{\sqrt{3}\text{U}_\text{m}} C \right) dt. \tag{2.23}$$

Зависимости $I_{\text{ср}} = f(a)$, построенные по уравнениям (2.16) и (2.23), изображены на рис. 2.24, из которого следует, что величина уравнительных токов существенно зависит

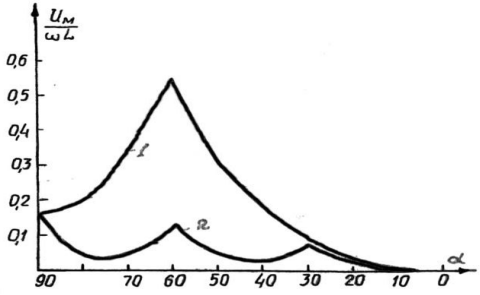


Рис. 2.24. Зависимость среднего значения уравнительного тока в реверсивной схеме с согласованным управлением от величины угла регулирования:
1 – встречно-параллельная схема; 2 – перекрестная схема.

от схемы включения тиристоров и углов регулирования α и β. В перекрестной схеме уравнительные токи значительно меньше.

Достоинствами реверсивных систем с совместным согласованным управлением являются:

– отсутствует зона нечувствительности;

– полностью исключается зона прерывистого тока в цепи якоря;

– переход схемы из выпрямительного режима работы в инверторный и наоборот происходит без скачков напряжения и тока.

Недостатки схем с совместным управлением:

– усложняется полное использование преобразователя по напряжению;

– при повреждении СИФУ или под воздействием помех возможен режим двойного короткого замыкания;

– большое потребление реактивной энергии.

2.6.2. Реверсивные выпрямители с раздельным управлением

Упрощенная схема реверсивного преобразователя с раздельным управлением приведена на рис. 2.25 [11].

В схеме отсутствуют уравнительные реакторы. Для подключения СИФУ к тиристорам одного комплекта и изменение режимов работы комплектов используется логическое переключающее устройство (ЛПУ). Информация о состоянии комплектов (наличие тока в вентилях), необходимая для работы ЛПУ, формируется датчиками нулевого тока (ДНТ) или датчиками закрытого состояния мостов (ДЗМ).

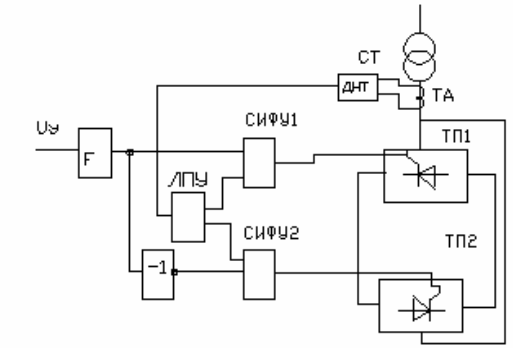


Рис. 2.25. Реверсивный преобразователь с раздельным управлением

Имеются два типа датчиков нулевого тока; 1) с трансформатором тока; 2) с магнитным усилителем. В первом типе датчика первичная обмотка трансформатора включена в цепь питания переменного тока, вторичная обмотка подключена к трехфазному выпрямителю. Выпрямленное напряжение подается к ЛПУ, Датчик второго типа имеет трансформатор постоянного тока и работает по принципу магнитного усилителя. Управляющей обмоткой является силовая шина, установленная в цепи постоянного тока. ДЗМ контролируют закрытое состояние тиристоров в катодной и анодной группах.

Схемная реализация сканирующей ЛПУ на элементах логики и диаграммы напряжений, поясняющие ее работу, приведены на рис. 2.26 и 2.27 [9].

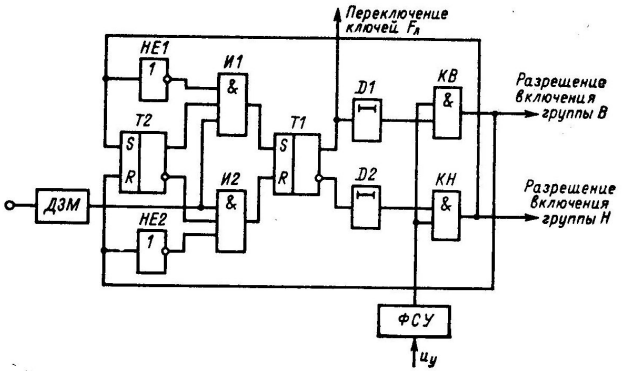


Рис. 2 .26. Схема ЛПУ сканирующего типа

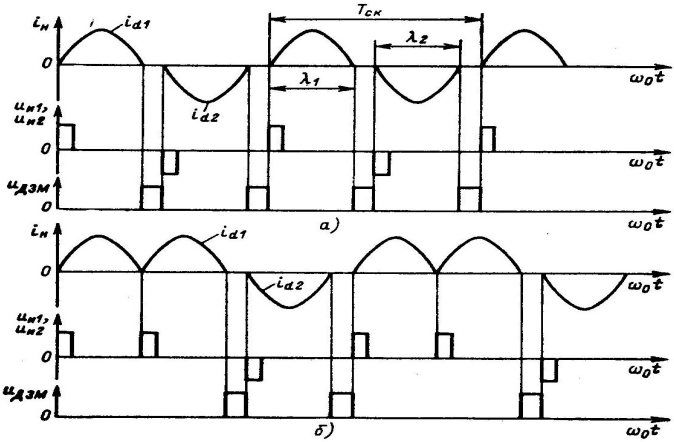


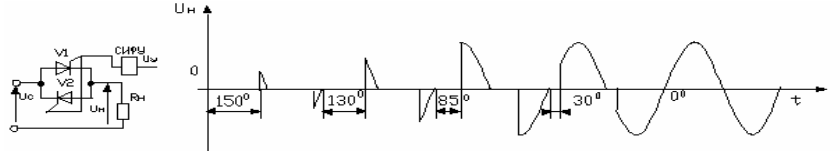
Рис. 2.27. К пояснению работы ЛПУ.

В логической схеме поискового автоколебательного типа рис. 2.26 необходимость переключения групп определяется сигналом о закрытом состоянии всех тиристоров. Временная диаграмма работы преобразователя ТП в режиме прерывистых токов показана на рис. 2.27. Переключение групп осуществляется выходными ключами КВ и КН. Допустим, что в исходном состоянии имеются управляющие импульсы на группе тиристоров В, т. е. КВ замкнут, а ток нагрузки прерывистый. Тогда при закрытых тиристорах сигнал о разрешении переключения поступает на схемы И1 и И2, а управляющие импульсы группы В поступают на вход R триггера Т2. Сигнал триггера Т2, сигнал об отсутствии управ-

ляющих импульсов на тиристорах в группе В и разрешающий сигнал ДЗМ переключают схему И2, которая через триггер Т1 без задержки размыкает ключ КВ и с некоторой задержкой, определяемой временем восстановления запирающих свойств тиристоров отключаемой группы В, замыкает ключ КН. Задержка на включение вступающей в работу группы реализуется в нелинейном узле *Dl, D2.* Одновременно с выхода триггера Т2 поступает сигнал на переключение ключей управляющего напряжения F_n во входном узле. Если ток в группе при включенном КВ непрерывный, то сигнал с ДЗМ дает запрет на переключение и схема остается в исходном состоянии. При прерывистом токе нагрузки реверсивного ТП схема находится в колебательном режиме, задаваемом частотой следования управляющих импульсов, т. е. находится в режиме сканирования или поиска группы, готовой проводить ток при данном сигнале управления. Срыв сканирования осуществляется сигналом датчика ДЗМ при непрерывном или начально-непрерывном токе. Поочередное включение мостов в режиме сканирования приводит к тому, что средний ток нагрузки определяется разностью усредненных за период сканирования мгновенных значений токов обеих групп.

3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (РЕГУЛЯТОРЫ) ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

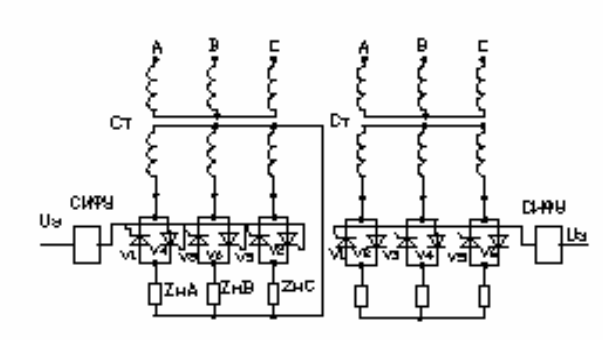
Наиболее простая схема регулятора переменного напряжения (рис. 3.1, а) состоит из трансформатора, двух тиристоров, включенных встречно-параллельно, и системы импульсно-фазового управления (СИФУ). Также как и в однофазных управляемых выпрямителях, для регулирования выходного (здесь действующего) напряжения используется фазовое управление, заключающееся в задержке подачи управляющих импульсов, поступающих к тиристорам, относительно начала положительной полусинусойды на аноде тиристора. Требования к СИФУ в однофазных регуляторах переменного напряжения совпадают с требованиями к ним в однофазных выпрямителях. Регулирование выходного напряжения от нуля до максимальной величины обеспечивается при изменении угла α от 180^0 до 0^0.



а б

Рис. 3.1. Однофазный ППН: а – схема; б – диаграмма выходного напряжения

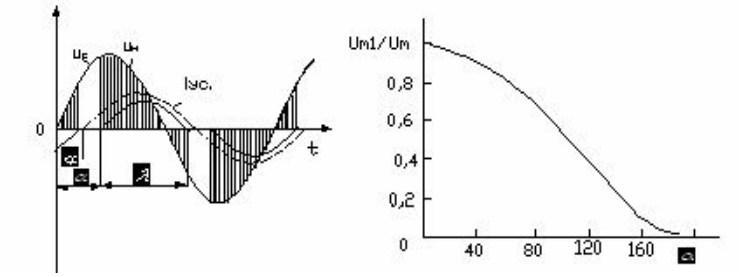
Для регулирования переменного напряжения на трехфазной нагрузке применяются трехфазные симметричные и несимметричные схемы (рис 3.2) [12].



а б

Рис. 3.2. Трехфазные схемы ППН: а – симметричная, б – не симметричная

Для трехфазной симметричной схемы регулятора требуется шестиканальная СИФУ со сдвигом управляющих импульсов на 60^0. Приведенное на схеме обозначение тиристоров соответствует очередности вступления их в работу. Схема каждой фазы работает как однофазный ППН. Диаграммы напряжений и токов и характеристика управления ППН с активно-индуктивной нагрузкой приведены на рис. 3.3.



а б

Рис. 3.3. Диаграммы напряжения и тока (а); характеристика управления (б)

Из диаграмм следует, что ток в нагрузке отстает от напряжения на угол φ. Зависимость установившегося переменного тока от угла φ в цепи с активно-индуктивной нагрузкой определяется уравнением

$$i_{yc} = U_m \sin(\omega t - \varphi)/z_н,$$

где U_m – амплитудное значение напряжения в сети,

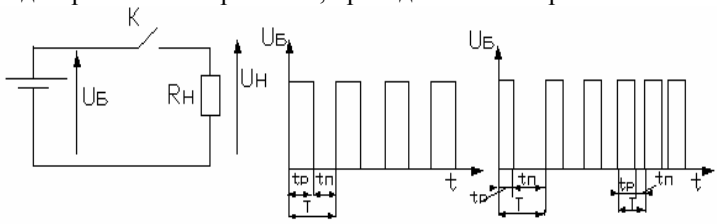
$$z_н = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}; \quad \varphi = \text{arctg}(\omega\, L/R).$$

Величина этого угла будет возрастать с увеличением угла регулирования α . Соответственно будет ухудшаться и коэффициент мощности преобразователя.

Влияние основных факторов на работу и характеристики ППН подробно рассмотрено в (В.М. Терехов Элементы автоматизированного электропривода Москва, 1986)

4. ИМПУЛЬСНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Сущность импульсного способа регулирования поясняется схемой и диаграммами напряжений, приведенными на рис. 4.1.



а б

Рис. 4.1. Импульсный регулятор: а – схема; б – диаграммы напряжений

Ключом К источник питания периодически подключается к нагрузке.

Величина среднего напряжения на нагрузке $U_н$ определяется длительностью подключенного состояния $t_р$ и длительностью паузы $t_п$

$$U_н = U_б\, t_р/T, \qquad (4.1)$$

где $T = t_п + t_п$ – длительность периода.

Изменяя длительность импульса $t_р$ или длительность периода Т можно регулировать среднее напряжение на нагрузке от нуля до максимальной величины.

Различают три способа импульсного регулирования: широтно-импульсный ($t_р$=Var, T=const), частотно-импульсный ($t_р$=const, T=Var) и время импульсный ($t_р$ = Var, T=Var).

Независимо от способа регулирования среднее напряжение на нагрузке будет определяться уравнением (4.1).

Основные показатели импульсного регулятора – качество выходного напряжения, надежность работы, энергетические свойства и др. зависят от параметров и регулировочных свойств ключевого элемента.

В течение длительного времени в импульсных регуляторах в качестве ключевых элементов использовались незапираемые тиристоры.

В открытое состояние они переводились по управляющей цепи. Запирание осуществлялось путем прерывания тока силовой цепи. Для этого использовались дополнительные узлы, известные как узлы принудительной коммутации. Разработано множество схемных решений таких узлов. В качестве примера на рис. 4.2 приведена наиболее известная схема импульсного регулятора.

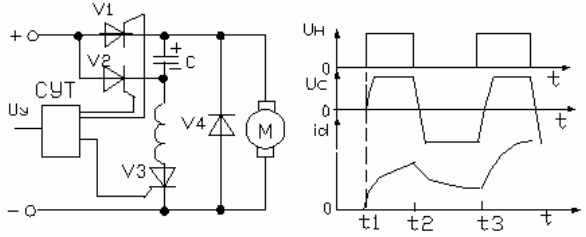


Рис. 4.2. Импульсный регулятор с принудительной коммутацией: а – схема; б – диаграммы напряжений и токов

Схема импульсивного регулятора состоит из главного тиристора V_1, вспомогательных тиристоров V_2 и V_3, коммутирующего конденсатора С, индуктивности L, диода V_4 и системы управления тиристорами (СУТ). Работа схемы рассматривается с момента подачи (t_1) управляющих импульсов к главному V_1 и вспомогательному V_3 тиристорам.

После открывания тиристора V_1 к якорю двигателя подается полное напряжение, а в цепи $L – C - V_3$ заряжается коммутирующий конденсатор и накапливается энергия для прерывания тока в главном тиристоре.

Процесс заряда конденсатора определяется уравнением

$$L\frac{di}{dt} + ri + U(0) + \frac{1}{C}\int idt = U_d, \qquad (4.2)$$

где r – активное сопротивление цепи заряда конденсатора.

Примем, что конденсатор С предварительно заряжен до напряжения U_0, тогда начальным условием будет $U_c(0) = - U_0$.

После подставки $u_c(t)= U_c(0) + \frac{1}{C}\int idt$, $i= C\frac{du_c}{dt}$ и принятых значений $r/2L=\alpha$, $1/CL = \omega_0^2$ в уравнение (5.2) получим

$$\frac{du^2_c}{dt} + 2\alpha\frac{du_c}{dt} + \omega_0^2 U_0 = U_d, \qquad (4.3)$$

где α – коэффициент затухания; ω_0 – резонансная частота.

Решая уравнение (4.3) получим

$$u_c(t) = U_d \left[1 - \frac{2}{\sin\varphi} \varepsilon^{-\alpha t} \sin(\omega t + \varphi) \right], \qquad (4.4)$$

где φ $\operatorname{arctg} \frac{\omega_0}{\alpha}$.

Максимальной величины напряжение на конденсаторе достигает через полупериод $T_0/2$ собственной частоты колебательного контура

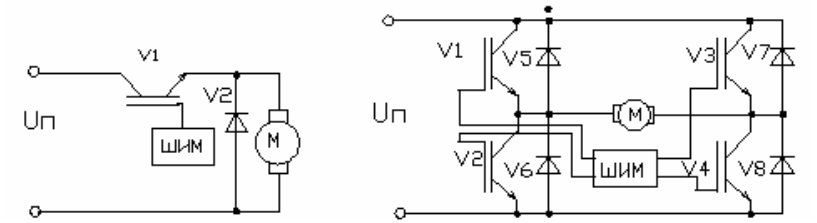
$$U_{смакх} = U_d(1+ \varepsilon^{-\frac{\alpha T_0}{2}}). \qquad (4.5)$$

В момент t_2 подается управляющий импульс к тиристору V_2 и создается цепь для перезаряда конденсатора через двигатель и источник питания. В процессе перезаряда конденсатора к главному тиристору прикладывается обратное напряжение и он переходит в непроводящее состояние. Длительность обратного напряжения должна быть больше времени восстановления запирающих свойств тиристора.

Схемное время разряда конденсатора

$$T_p = U_{с.мах} C / I_{мах}. \qquad (4.6)$$

Из уравнения (4.6) может быть определена емкость коммутирующего конденсатора. Это же уравнение позволяет выделить недостатки импульсного регулятора с принудительной коммутацией: с увеличением нагрузки снижается, как правило, выходное напряжение источника питания и соответственно напряжение, подводимое к узлу принудительной коммутации и коммутационная способность коммутирующего устройства; при кратковременных перегрузках может произойти срыв коммутации и потеря управляемости регулятора. К потере управляемости могут привести и повреждения в схеме управления. Указанные недостатки в той или иной мере присущи всем импульсным регуляторам с принудительной коммутацией. Поэтому, несмотря на большое востребование в регуляторах, способных выполнять преобразование нерегулируемого постоянного напряжения в регулируемое постоянное напряжение, импульсные регуляторы с принудительной коммутацией не находили широкого применения. Силовые схемы импульсных регуляторов на полностью управляемых элементах (рис. 4.3) не содержат элементов принудительной коммутации.



а б

Рис. 4.3. Импульсные регуляторы на полностью управляемых элементах:
а – нереверсивный; б – реверсивный

В нереверсивной схеме (рис. 4.3, а) управление транзистором осуществляется широтно-импульсным регулятором (ШИМ), формирующим двух полярные импульсы управления транзистором. В положительных интервалах транзистор открыт и к якорю двигателя подводится напряжение $U_{П.}$ Электрическая энергия, потребляемая от источника, преобразуется в кинетическую и тепловую энергию; часть ее запасается в электромагнитном поле индуктивности якоря $L_{я.}$. Вследствие наличия индуктивности $L_{я}$ нарастание тока происходит по экспоненциальному закону. В течение действия отрицательных импульсов транзистор V1 закрыт и ток якоря проходит по шунтирующему диоду V2 под действием ЭДС самоиндукции $e_L = L_{я.}di/dt$. Длительность прохождения тока при закрытом транзисторе зависит от количества запасенной в индуктивности энергии, которое определяется моментом нагрузки, временем открытого состояния тиристора и частотой коммутации.

Достоинством нереверсивной схемы является малое количество силовых полупроводниковых элементов, недостатками – невозможность торможения с передачей энергии в сеть, наличие нелинейных участков в механических характеристиках.

В реверсивной схеме (рис. 4.3, б) транзисторы включены по мостовой схеме. Здесь возможно применение 3-х способов управления транзисторами: диагональный, симметричный и несимметричный.

При диагональном управлении управляющие импульсы подаются к транзисторам, установленным в противоположных плечах моста (V1,V4 или V2 V3). Управляющим напряжением изменяется скважность импульсов и величина среднего значения напряжения на двигателе (рис. 4.4). Полярность напряжения, подводимого к двигателю, зависит от того, к каким тиристорам подводятся управляющие импульсы. Здесь ток якоря может быть прерывным и непрерывным.

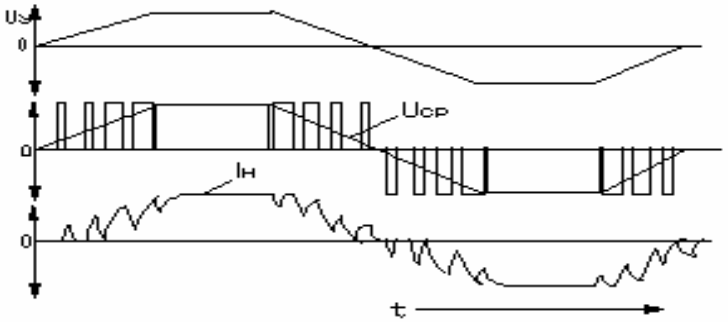


Рис. 4.4. Диаграммы напряжений и токов при диагональном управлении

При симметричном управлении управляющие импульсы подаются ко всем транзисторам. Скважность управляющих импульсов, подаваемых к транзисторам, установленным в противоположных плечах моста, регулируется в различных направлениях, т. е. при увеличении длительности управляющих импульсов, подаваемых к одной паре транзисторов на определенную величину, на другой паре транзисторов длительность управляющих и на нагрузке (рис. 4.5) импульсов уменьшается на такую же величину. При этом к якорю подводится двухполярное напряжение. Здесь наблюдается аналогия с реверсивной схемой выпрямителя с совместным согласованным управлением. В процессе реверсирования отсутствует зона прерывистых токов и процесс реверсирования проходит плавно и без токовой паузы.

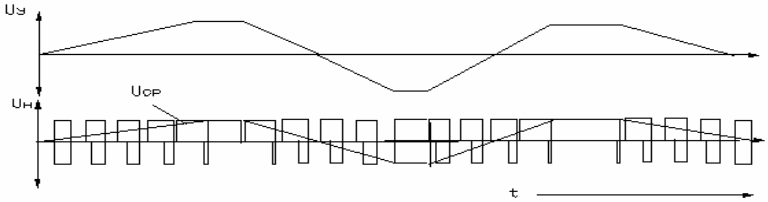


Рис 4.5. Напряжение на нагрузке при симметричном управлении

При несимметричном управлении одновременно в работе находятся 3 тиристора: при положительном импульсе транзистор V4 открыт и открывающие импульсы подаются к транзисторам V1 и V2. При $U_y < 0$ открыт транзистор V2 и управляющие импульсы подаются к транзисторам V4 V3. На якоре формируется однополярное напряжение, режим прерывистых токов отсутствует.

Основной областью применения импульсных регуляторов являются машины и механизмы, получающие питание от контактной сети: двигатели рудничных электровозов, трамваев, троллейбусов и т. п.

5. Автономные инверторы и преобразователи частоты

Автономные инверторы – устройства на полупроводниковых вентилях (тиристорах или транзисторах), предназначенные для преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока. Работают инверторы, как правило, на автономную нагрузку. В зависимости от характера электромагнитных процессов, протекающих в инверторах, они подразделяются на инверторы тока, напряжения и резонансные. В зависимости от числа фаз на выходе инвертора они подразделяются на однофазные и трехфазные. Инверторы тока и напряжения являются основным звеном преобразователей частоты, широко применяемых в различных областях техники.

Различают преобразователи частоты с непосредственной связью и преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока.

5.1. Преобразователи частоты с непосредственной связью

В преобразователях частоты с непосредственной связью (ПЧН) используется одноступенчатое преобразование энергии переменного тока одной частоты в энергию тока пониженной частоты. Процесс непосредственного преобразования рассматривается на примере однофазно-однофазного преобразователя. Схема преобразователя и диаграммы, поясняющие его работу, приведены на рис. 5.1.

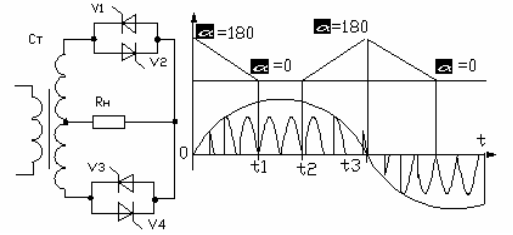


Рис. 5.1. Однофазно – однофазный преобразователь: а – схема; б – диаграммы, поясняющие работу схемы

В зависимости от способа управления тиристорами схема может работать реверсивным двухполупериодным выпрямителем или преобразователем переменного напряжения одной частоты в переменное напряжение более низкой частоты. В преобразователе частоты форми-

рование положительной полусинусоиды осуществляется тиристорами V_2 и V_4. В интервале $0 – t_1$ угол регулирования управляющих импульсов изменяется от 180^0 до 0^0. При этом к нагрузке пропускается возрастающая часть полусинусоид напряжения питающей сети. В интервале $t_1 – t_2$ угол α =0 и тиристоры V_2 и V_4 пропускают к нагрузке полные полусинусоиды. В интервале $t_2 – t_3$ угол α возрастает от 0^o до 180^o, а к нагрузке передаются уменьшающиеся части положительных полусинусоид.

При формировании отрицательной полусинусоиды выходного напряжения преобразователя управляющие импульсы подаются к тиристорам V_1 и V_4, а управляющее напряжение изменяется по такому же закону. Из диаграмм следует, что в однофазных схемах ТПН нельзя получить регулируемое переменное напряжение высокого качества. Полученное выходное напряжение преобразователя существенно отличается от синусоидальной формы.

Более высокое качество выходного напряжения НПЧ получается при применении трехфазно-однофазных схем. Один из вариантов такой схемы приведен на рис. 5.2. Схема повторяет реверсивный управляемый выпрямитель, выполненный по трехфазной мостовой встречно-параллельной схеме.

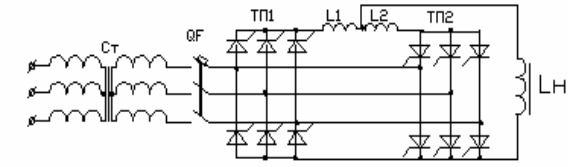


Рис. 5.2. Трехфазно – однофазный НПЧ

Диаграммы, поясняющие процесс формирования выходного переменного напряжения, приведены на рис. 5.3. При работе преобразователя на активно-индуктивную нагрузку в процессе нарастания тока в индуктивностях накапливается электромагнитная энергия, а в процессе спадания тока для возвращения этой энергии есть только один путь – обратно в сеть. Естественный путь для возвращения накопленной в индуктивностях электромагнитной энергии образуется при совместном управлении группами вентилей. Управляющие напряжения, подводимые к СИФУ, должны обеспечивать изменение углов управления по законам

$$\alpha_1 = \arccos(\sin \omega_2 t);$$

$$\alpha_2 = \arccos(-\sin \omega_2 t)$$

и изменяться с требуемой частотой f_2.

Примем, что положительная полуволна формируется тиристорами комплекта $ТП_1$, отрицательная – комплекта $ТП_2$. При формировании положительной полуволны тиристоры комплекта $ТП_1$ работают в интервале $0 - \pi$. В этом интервале происходит нарастание тока до максимальной величины и снижение до нуля. Этот процесс сопровождается накоплением и разрядом электромагнитной энергии. Разряд энергии происходит через комплект $ТП_2$ путем преобразования и передачи обратно в сеть.

Далее в выпрямительный режим работы переходит $ТП_2$ и процесс повторяется.

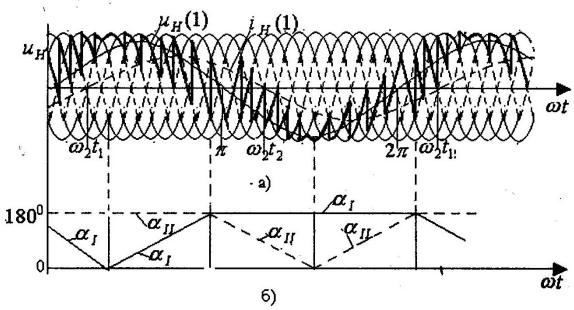


Рис. 5.3. Процесс формирования переменного напряжения в трехфазно – однофазном ТПН

Кривая выходного напряжения содержит основную гармонику с частотой f_2 и дополнительные гармоники более высокой частоты. При таком способе формирования коэффициент мощности не превышает 0,7 в однофазных схемах и 0,83 – в трехфазных схемах.

Основными достоинствами НПЧ являются: естественная коммутация, позволяющая применять относительно дешевые и надежные в работе незапираемые тиристоры; устойчивые низкие частоты, необходимые для работы линейных асинхронных двигателей и других потребителей.

5.2. Преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока

Функциональная схема преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока приведена на рис. 5.4.

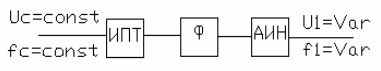


Рис. 5.4. Функциональная схема преобразователя частоты промежуточным звеном постоянного тока

Схема содержит источник постоянного тока ИПТ (чаще всего управляемый выпрямитель), фильтр Ф, автономный инвертор АИН. Особенностью преобразователя является двойное преобразование энергии. ИПТ преобразует энергию переменного тока в энергию постоянного тока. Затем автономный инвертор преобразует постоянное напряжение в переменное с постоянной или регулируемой частотой. В работе АИН, выполненного по трехфазной мостовой схеме, много общего с управляемым выпрямителем: в течение каждого периода выходного напряжения инвертора все вентили поочередно переходят в открытое и закрытое состояния, длительность их открытого состояния составляет 120^0.

Отличительной особенностью инверторов с промежуточным звеном постоянного тока является отсутствие источника переменного напряжения на стороне нагрузки, обеспечивающего естественную коммутацию тиристоров в инверторах, ведомых сетью. При использовании в инверторах незапираемых тиристоров применяются узлы принудительной коммутации. Эти узлы в общем случае содержат дополнительные тиристоры, коммутирующие конденсаторы и индуктивности. Обратное запирающее напряжение формируется в процессе разряда коммутирующего конденсатора. В процессе эксплуатации АИН на незапираемых тиристорах было множество недостатков: низкая надежность работы, относительно большие габариты узлов принудительной коммутации, выявлено что препятствовало их широкому применению, а после создания множества разновидностей запираемых вентилей инверторы с принудительной коммутацией стали неконкурентоспособными.

В настоящее время в АИН применяются запираемые вентили: полевые тиристоры с изолированным затвором (MOSFET), биполярные тиристоры с изолированным затвором (IGBT) и запираемые тиристоры (GTO и IGCT).

На рис. 5.5 приведена схема преобразователя частоты с биполярными транзисторами IGBT в АИН.

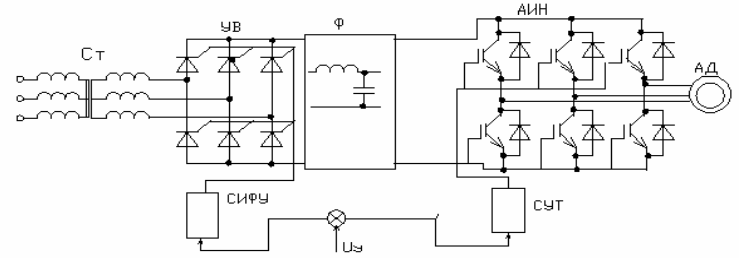


Рис. 5.5. Автономный инвертор с промежуточным звеном постоянного тока

На вход управляемого выпрямителя УВ поступает переменное напряжение сети U_c с частотой f_c. На выходе УВ напряжение сети преобразуется в напряжение U_u постоянного тока, величина которого регулируется сигналом управления, поступающим на УВ от блока управления выпрямителем (СИФУ). Выход УВ непосредственно связан с входом инвертора АИН, который преобразует поступающее на его вход напряжение постоянного тока в напряжение переменного тока. Частота f_1 выходного напряжения U_1 зависит от управляющего сигнала, поступающего на инвертор АИН от блока управления инвертором (СУТ). Управляющие сигналы, поступающие на СИФУ и СУТ, формируются в блоке задания скорости БЗС напряжением U_3, соответствующим заданной скорости. Таким образом, на статорные обмотки двигателя поступает напряжение, амплитуда которого формируется управляемым выпрямителем, а частота — инвертором, т. е. можно независимо регулировать частоту и амплитуду питающего напряжения, что является существенным преимуществом по сравнению с НПЧ.

Схема выпрямителя выбирается из условия обеспечения требований: по регулированию выходного напряжения; влияния на источник переменного напряжения, питающего ПЧ; допустимому уровню пульсаций выпрямленного напряжения и др. При питании ПЧ от промышленной сети выпрямитель чаще всего выполняется по трехфазной мостовой схеме. Для уменьшения пульсаций напряжения на выходе выпрямителя устанавливается фильтр Ф, основные функции которого заключаются в максимальном уменьшении напряжения высших гармоник при минимальном ослаблении первой основной гармоники выходного напряжения. Существует большое разнообразие фильтров: в АИН фильтр должен иметь емкостный, в АИТ – индуктивный.

В ПЧ с регулируемой в широком диапазоне частотой выходного напряжения, предназначенных для питания асинхронных двигателей, звено инвертора выполняется, как правило, по схеме АИН.

В ПЧ как правило, наряду с регулированием частоты требуется регулировать уровень выходного напряжения. В зависимости от схемы инвертора, входящего в ПЧ, могут быть использованы различные схемы регулирования выходного напряжения. Их можно разделить на следующие группы:

1. Регулирование напряжения на входе.
2. Регулирование путем воздействия на процессы в инверторе, влияющие на выходное напряжение.

Способы первой группы основаны на пропорциональности выходного напряжения инвертора входному напряжению. Они применяются

в том случае, когда источником постоянного тока является управляемый выпрямитель.

В АИН регулирование выходного напряжения наиболее целесообразно осуществлять путем изменения длительности проводящего состояния ключей инвертора, используя для этого различные способы модуляции напряжения, например, широтно-импульсную модуляцию (ШИМ). Этот способ модуляции основан на непрерывном изменении (модуляции) по заданному закону (например, синусоидальному) длительности

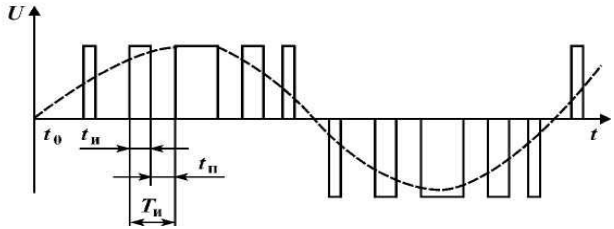


Рис 5.6. График напряжения на выходе преобразователя частоты с ШИМ

высокочастотных импульсов несущей частоты $/_и = 1/T_и$, образующих кривую выходного напряжения инвертора рис. 5.6. Закон модуляции должен обеспечить получение заданной амплитуды основной гармоники выходного напряжения.

Содержание высших гармоник в выходном напряжении инвертора при использовании ШИМ сводится к минимуму, если использовать модуляцию по синусоидальному закону. При этом роль выходных фильтров в обеспечении синусоидальности напряжения сводится к минимуму, поскольку относительное содержание высших гармоник очень мало.

Основные ограничения в использовании способа ШИМ заключаются в сложности систем управления ключевыми элементами. Кроме того, требуются полностью управляемые ключевые элементы, способные функционировать на высоких частотах, т. е. с малыми интервалами времени включения и выключения. Такие технические решения стали практически осуществимыми лишь недавно: с появлением ключевых элементов, обладающих очень высоким быстродействием (IGBT и др.), и микропроцессорных устройств управления ими.

6. ПРИМЕНЕНИЕ СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ

Высокое качество силовой преобразовательной техники, достигнутое в процессе ее совершенствования, позволило перейти к широкой модернизации действующего электрического оборудования и созданию новых промышленных установок с высокими эксплуатационными свойствами, массогабаритными и энергетическими показателями. Высокая эффективность достигнута при их применении в системах автоматизированного электропривода, системах автоматизации технологических установок, в устройствах компенсации реактивной мощности, в системах электроснабжения постоянного тока и др. Достигнутый уровень развития этой наукоемкой и быстро развивающейся области техники выдвинул ее в ряды высоких энергосберегающих технологий.

С применением силовых преобразовательных устройств в системах электропривода достигается следующее:

– повышаются: а) регулировочные свойства;
б) надежность работы электрооборудования;
– улучшаются: а) энергетические показатели (повышается к. п. д);
б) массогабаритные показатели.

.

6.1. Электропривод по системе «Асинхронный вентильный каскад» (АВК)

Системы асинхронного привода, в которых регулирование частоты вращения осуществляется введением в роторную цепь дополнительной ЭДС, называются каскадными системами электроприводов. Существует множество разновидностей каскадных систем. Система, в которой формирование и регулирование противо - ЭДС, вводимой в роторную цепь, осуществляется с помощью полупроводниковых вентилей, называется асинхронным вентильным каскадом (АВК).

Наиболее распространенная схема АВК (рис. 6.1) содержит асинхронный двигатель М с фазным ротором, неуправляемый выпрямитель В, выполненный по трехфазной мостовой схеме, сглаживающий дроссель L и инвертор И, ведомый сетью, состоящий из тиристорного моста и согласующего трансформатора.

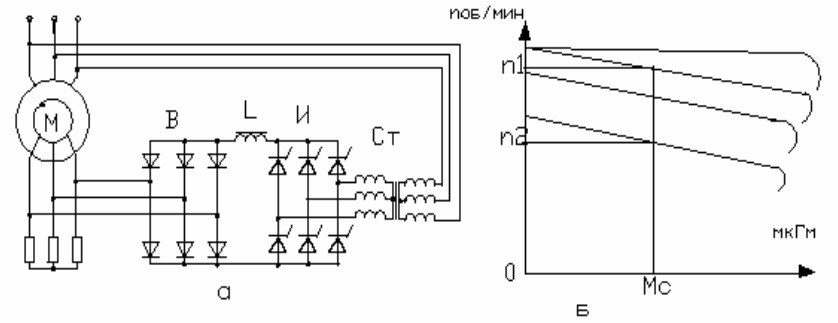


Рис. 6.1. АВК: а – схема; б – характеристики

При работе асинхронного двигателя на обмотках ротора наводится переменное напряжение, величина которого пропорциональна скольжению ($U_p = U_{2н}\, s$). С изменением частоты вращения двигателя изменяется и величина выходного напряжения неуправляемого выпрямителя ($U_d = 1{,}35\, U_{2н}\, s$). Выходное напряжение инвертора, направленное на встречу напряжению выпрямителя, может регулироваться изменением угла β ($U_и = 2{,}34\, U_{2ф} \mathrm{Cos}\, \beta$). Наличие в роторной цепи регулируемой ЭДС, направленной навстречу выходному напряжению выпрямителя, позволяет регулировать ток ротора и пропорциональный ему момент, развиваемый двигателем

$$I_d=(U_d - U_{ио}\, \mathrm{Cos}\, \beta\,)/R_Э,\ I_p = 0{,}78 I_d\,, \qquad (6.1)$$

где $U_{ио}$ – максимальное выходное напряжение инвертора;

$R_Э$ – эквивалентное сопротивление роторной цепи;

Ud – выходное напряжение выпрямителя, пропорциональное скольжению ротора.

Примем, что двигатель работает на характеристике 2 ($\beta = 90^0$, $U_и = 0$) с частотой вращения n_1 и моментом нагрузки M_c. При уменьшении угла β увеличивается напряжение инвертора, уменьшается ток ротора и момент двигателя становится меньше момента нагрузки. Вследствие этого частота вращения двигателя будет уменьшаться, а напряжение на обмотках ротора будет возрастать. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока момент двигателя снова станет равным моменту нагрузки.

Таким образом, изменяя угол регулирования β , например от 90^0 до 0^0, можно переводить работу двигателя на другие характеристики, где он будет работать с устойчивой пониженной частотой вращения.

По мере снижения частоты вращения двигателя возрастает количество энергии, трансформируемой из статора в роторную цепь. При реостатном способе регулирования частоты вращения вся эта энергия идет на нагрев элементов роторной цепи, в основном дополнительных резисторов, введенных в роторную цепь. При работе асинхронного двигателя в системе АВК трансформированная энергия переменного тока преобразуется в энергию постоянного тока, а инвертор, ведомый сетью, преобразует ее в энергию переменного тока и передает в сеть. Это позволяет поддерживать относительно высокий к. п. д. в широком диапазоне регулирования частоты вращения.

Из анализа работы асинхронного двигателя в электроприводе АВК следует, что с помощью элементов силовой полупроводниковой техники получен электропривод с высокими регулировочными свойствами и относительно высоким к. п. д .

6.2. Электропривод тиристорный преобразователь переменного напряжения – асинхронный двигатель с фазным ротором (ТПН-АДФ)

Принципиальная схема электропривода ТПН – АДФ и его механические характеристики приведены на рис. 6.2. Схема состоит из регулятора переменного

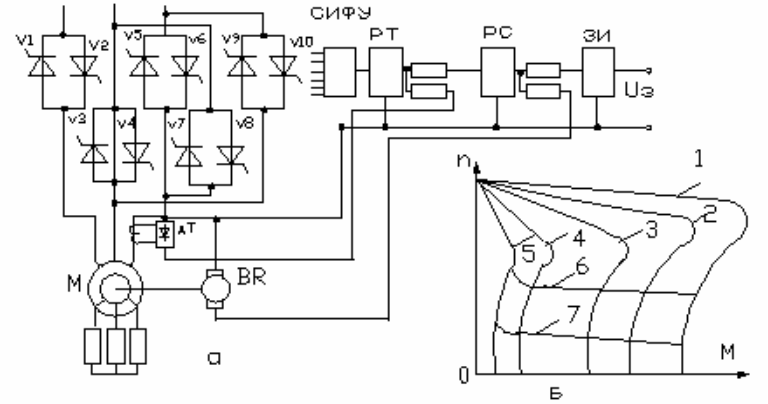


Рис. 6.2. Электропривод ТПН-АДФ: а – схема; б – механические характеристики

напряжения, выполненного на тиристорах, включенных встречно-параллельно, асинхронного двигателя с фазным ротором и замкнутой системой автоматического регулирования частоты вращения асинхронного двигателя. С помощью тиристоров производится реверс

двигателя, регулирование напряжения, подводимого к статору, и торможение противовключением.

Максимальный момент асинхронного двигателя находится в квадратичной зависимости от величины напряжения, подводимого к статору. Это свойство асинхронного двигателя и используется для получения семейства относительно жестких характеристик. Характеристика 1 естественная, характеристики 2, 3, 4 и 5 получаются при различных значениях угла регулирования управляющих импульсов, т. е. при различной величине напряжения, подводимого к статору двигателя. На любой из этих характеристик двигатель будет работать неустойчиво. Незначительное изменение нагрузки может привести к остановке двигателя или увеличению частоты вращения. Введение обратной связи по частоте вращения двигателя позволяет по мере увеличения нагрузки повышать напряжение на статоре и перегрузочную способность двигателя. Переход на другую характеристику осуществляется регулированием фазы управляющих импульсов и связанной с ней величиной напряжения на статоре. В отличие от системы АВК здесь устойчивая частота вращения асинхронного двигателя достигается только в замкнутой системе (с обратной связью по частоте вращения).

Из характеристик следует, что широкий диапазон регулирования частоты вращения может быть реализован только в двигателях с большим пусковым моментом. Таким свойством обладают крановые электродвигатели. Этим же определяется и основная область применения системы ТПН-АДФ – грузоподъемные машины.

6.3. Электропривод с вентильным двигателем

Электропривод с вентильным двигателем представляет собой систему (рис. 6.3), состоящую из синхронного двигателя СД, датчика положения ротора ДПР, установленного на его валу, внешнего коммутатора ЭК, выполняющего функции коллектора в машине постоянного тока, инвертора, выполненного по трехфазной мостовой схеме, и источника постоянного тока (управляемого выпрямителя УВ).

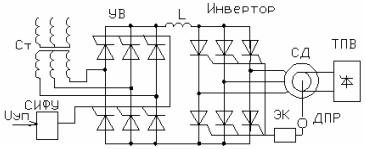


Рис. 6.3. Электропривод с вентильным двигателем: ДПР –датчик положения ротора; ЭК – электронный коммутатор; СТ- согласующий трансформатор; ТПВ – тиристорный преобразователь возбуждения; L – сглаживающий дроссель

Преобразователь УВ работает в режиме выпрямителя. Инвертор создает по отношению к выпрямителю встречное напряжение постоянного тока. Величина этого напряжения при постоянном токе возбуждения пропорциональна частоте вращения синхронного двигателя СД. Сглаживающий дроссель L в цепи постоянного тока воспринимает разность мгновенных значений напряжений выпрямителя и инвертора.

Привод может работать в двигательном и тормозном режиме. Регулирование частоты вращения синхронного двигателя производится изменением постоянного напряжения, подводимого к инвертору, и изменением тока возбуждения. В режиме торможения с передачей энергии в сеть направление потока энергии изменяется воздействием на системы регулирования инвертора. При этом инвертор переходит в режим выпрямителя, а УВ - в режим инвертора, ведомого сетью. В преобразователях изменяются полярности выходных напряжений, а направление тока остается прежним. Для изменения направления вращения двигателя необходимо изменить порядок следования управляющих импульсов. Следует отметить, что синхронный двигатель с системой распределения управляющих импульсов по тиристорам в зависимости от положения ротора идентичен двигателю постоянного тока.

В электроприводе с вентильным двигателем устраняется склонность двигателя к колебаниям и опрокидывание при перегрузках. Это достигается тем, что дальнейшее продвижение вращающего поля происходит только в том случае, если ротор передвинулся на определенный угол; асинхронный режим в этом случае невозможен.

При низких частотах напряжение на статоре синхронного двигателя недостаточно для коммутации силовых тиристоров. При использовании в инверторе незапираемых тиристоров для их коммутации необходимы специальные коммутирующие устройства. В схемах с инверторами на запираемых тиристорах процессы коммутации формируются в схеме управления. По мощности электропривод с вентильным двигателем в отличие от других систем электропривода не имеет ограничений.

6.4. Электропривод с непосредственным преобразователем частоты и линейным асинхронным двигателем (ТПЧ-ЛАД)

Принципиальная схема силовой части электропривода по системе ТПЧ –ЛАД приведена на рис. 6.4, где показано, что переменное напряжение на каждой фазе двигателя формируется с помощью трехфазного-однофазного НПЧ. Подробно работа этой схемы рассмотрена в разделе 5.1. Частота выходного напряжения преобразователя

регулируется от 0 до 12,5 Гц. Управление при питании ЛАД от НПЧ является бесступенчатым, наиболее универсальным и экономичным по сравнению с другими способами. Применение НПЧ обеспечивает получение устойчивых пониженных скоростей и больших тяговых усилий при эффективном торможении в условиях частых пусков и реверсов. При значительной величине магнитного зазора и оптимальных параметрах ЛАД в частотно регулируемом линейном электроприводе (ЛЭП) имеют место меньшие значения тока в процессе пуска, реверса и противовключения. Реверсивный электропривод с частотным управлением ЛАД имеет ряд электрического и механического привода, что позволяет получить требуемые значения ползучих скоростей на значительных участках пути. Теоретически и экспериментально доказано, что для низкоскоростных частотно-регулируемых приводов может быть обеспечена устойчивая ползучая скорость 0,2 – 0,5 м/сек [13].

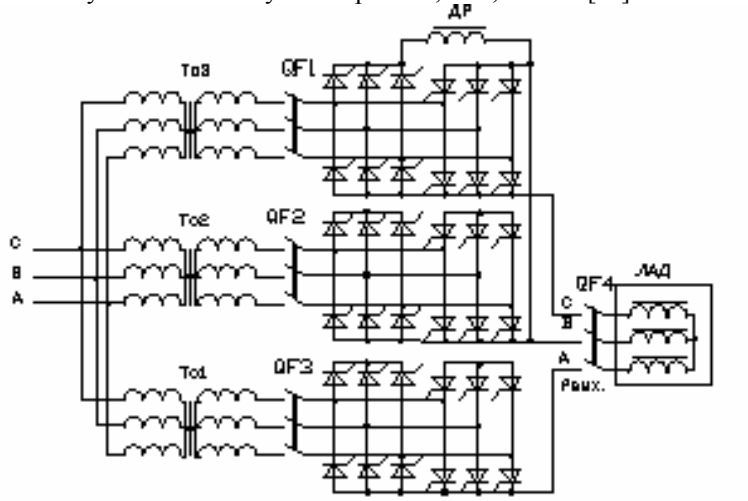


Рис. 6.4. Схема силовой полупроводниковой части ТПЧ-ЛАД:
Тс1,Тс2,Тс3 – высоковольтные понижающие трансформаторы; QF1, QF2, QF3, QF4 – автоматические выключатели; ЛАД – линейный асинхронный двигатель

6.5. Электропривод рудничного электровоза с импульсными регуляторами постоянного напряжения

Электропривод рудничных электровозов с импульсным регулятором напряжения (рис. 6.5) состоит из силовой части импульсного регулятора (два транзистора IGBT), двух двигателей постоянного тока, включенных параллельно, реверсора и системы регулирования транзи-

сторами. Система управления транзисторами двухконтурная. Первый внутренний контур стабилизирует напряжение на двигателях. Токовый контур ограничивает ток якоря на заданном уровне в период разгона и перегрузок. Реверс двигателя осуществляется переключением полярности напряжения на обмотке возбуждения. Им же осуществляется и перевод двигателя в режим динамического торможения. Выходные напряжения двух датчиков тока, включенных в якорные цепи двигателей, сравниваются и подаются на вход системы управления транзистором. Этим достигается выравнивание нагрузок двигателей.

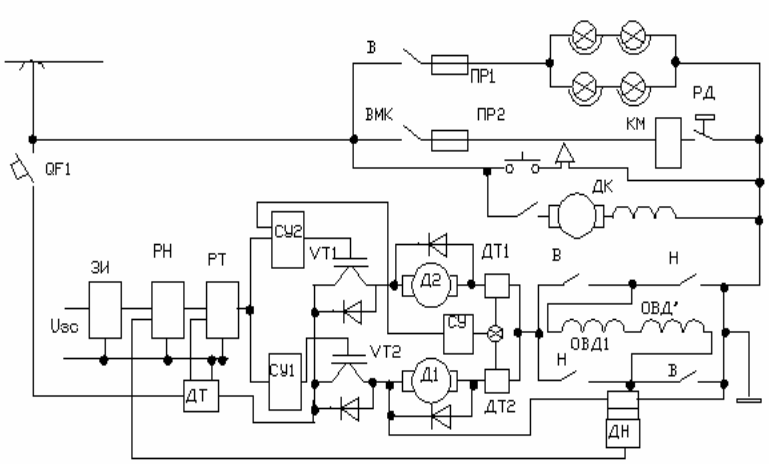


Рис. 6.5. Принципиальная схема электропривода рудничного электровоза с импульсным регулятором напряжения

6.6. Системы электроснабжения

6.6.1. Системы электроснабжения постоянного тока

В общем случае в систему передачи электроэнергии постоянного тока (рис. 6.6) [14] входят преобразовательная (выпрямительная) подстанция (ВПС), инверторная преобразовательная подстанция (ИПС), источник реактивной мощности (ИРМ) и сглаживающие реакторы.

ВПС, установленная на питающем конце электропередачи, после трансформации преобразует переменный ток в постоянный. ИПС, установленная на конце высоковольтной линии постоянного тока, преобразует постоянное напряжение в переменное и понижает до требуемой величины. Для обеспечения работы преобразовательных подстанций требуется значительная реактивная мощность (около 50 %

передаваемой активной мощности). Для ее создания используются генераторы, имеющие в системе источник реактивной мощности, устанавливаемый поблизости от преобразователей.

Для сглаживания пульсаций тока и ограничения скорости нарастания в аварийных случаях в линию включают реакторы.

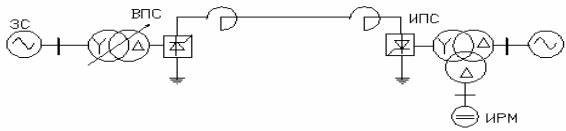


Рис. 6.6. Принципиальная схема системы электропередачи постоянного тока

В связи с отсутствием надежных автоматических выключателей постоянного тока отключение линии постоянного тока осуществляется закрытием силовых вентилей. Поэтому электропередачи на постоянном токе строятся по блочному принципу: ВПС – ЛТП – ИПС без присоединения других ИПС в промежуточных линиях. Технические трудности в реализации разветвленных линий электропередачи постоянного тока вызваны также особенностями режимного регулирования, обеспечения устойчивости и необходимости локализации аварий.

При передаче по воздушным линиям энергии постоянного тока реактивные элементы не оказывают такого влияния, как при передаче энергии переменного тока. Поэтому мощность, передаваемая по линии постоянного тока, ограничивается пропускной способностью преобразовательных подстанций и допустимым нагревом элементов, по которым передается энергия. Созданные в последнее время полностью управляемые вентили на большие мощности открывают широкие перспективы для передачи энергии постоянным током.

6.6.2. Тяговые подстанции

На шахтах для контактной электровозной откатки преимущественно применяют системы электроснабжения постоянного тока напряжением 250–275В. На отдельных рудных шахтах эксплуатируется электровозная откатка с напряжением тяговой сети 550–600В. Основным типом преобразователей подземной электровозной откатки являются полупроводниковые преобразователи [15].

Применение управляемых выпрямителей позволяет осуществить быстродействующую защиту рудничных тяговых выпрямительных агрегатов от аварийных режимов, уменьшить токоограничивающие устройства и стабилизировать напряжение в тяговой сети. Один из

вариантов тягового агрегата с управляемыми выпрямителями приведен на рис. 6.6.

Питание выпрямителя АТП-500/600 осуществляется от шахтного сухого трансформатора. Вентильный блок выпрямителя состоит из шести тиристорных блоков БТ1—БТ6, каждый из которых содержит три параллельных ветви с двумя последовательно соединенными тиристорами в каждой ветви. Специальное реле РС служит для контроля выхода из строя тиристоров.

Тиристорный выпрямительный мост одновременно выполняет функции

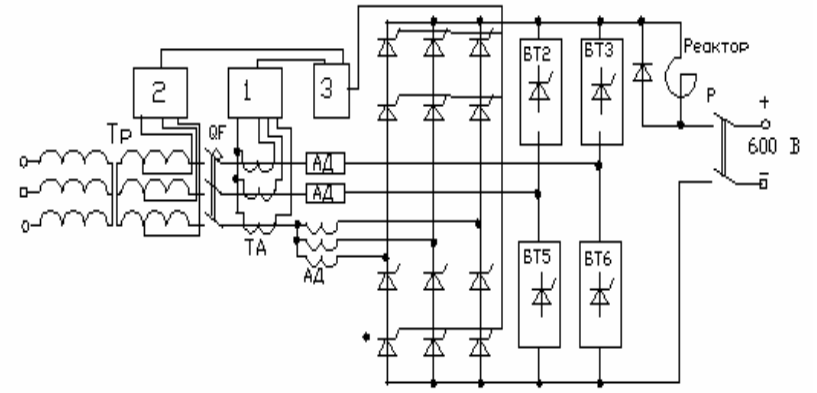


Рис. 6.6. Тяговый агрегат

быстродействующего защитно-коммутационного аппарата, что является особенностью нового шахтного преобразователя. Это позволяет осуществить быстродействующую защиту тягового выпрямителя в аварийных режимах (при внешних и внутренних коротких замыканиях), а также производить оперативные включения и отключения агрегата на тяговую сеть без применения выключателя постоянного тока.

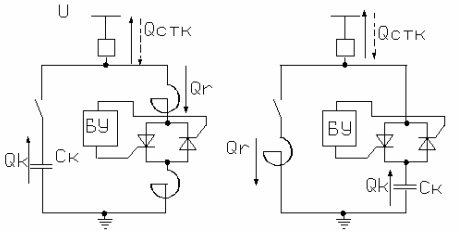
Анодные делители АД обеспечивают надежное включение и равномерное деление тока параллельных ветвей плеч вентильного блока.

Управление силовыми тиристорами осуществляется системой импульсного управления (блок 3), связанной с питающей сетью посредством блока синхронизации (блок 2). Функции контроля и защиты выпрямителя в аварийных режимах выполняет узел электронной защиты (блок1). Отключение тиристорного выпрямительного агрегата со стороны нагрузки осуществляется путем снятия отпирающих импульсов с тиристоров. Полный разрыв цепи производят контакторы.

Для уменьшения амплитуды и скорости нарастания аварийного тока до допустимых значений в цепи выпрямленного включен реактор.

6.6.3. Статические тиристорные компенсаторы реактивной энергии (СТК)

Компенсаторы реактивной энергии применяются для повышения качества напряжения в питающей сети. Наибольшее применение получили два вида компенсаторов: синхронные и тиристорные. Наиболее распространенные принципиальные схемы СТК приведены на рис. 6.7. Схемы содержат два вида накопителей реактивной энергии: конденсаторы и реакторы. Основным их назначением является передача реактивной энергии в сеть и потребления из сети. Регулирование реактивной энергии, передаваемой в сеть и потребляемой из сети, достигается путем фазового управления тиристорами. От синхронного компенсатора реактивной энергии СТК выгодно отличается высоким быстродействием и плавностью регулирования.



а б

Рис. 6.7. Тиристорные компенсаторы реактивной энергии с регулируемой мощностью: а – реактора; б – конденсатора

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Жеребцов И.П. Основы электроники. Ленинград: Энергоатомиздат, 1989.

2. Прянишников В.А. Электроника. Курс лекций. СП: Корона, принт, 1998.

3. Игумнов Д.В., Королев Д.В., Громов И.С. Основы микроэлектроники. М.: Высшая школа, 1991.

4. Бервинов В.М. Электроника, микроэлектроника, автоматика на железнодорожном транспорте. М.: Транспорт, 1987.

5. Герман-Галкин С.Г. Силовая электроника. Санкт-Петербург: Корона, 2002.

6. Applion Note –APT0302: Latest Technology PT IGBTs Vs Power, 2006.

7. Здрок А.Г., Салютин А.А. Выпрямительные устройства электропитания и управления. М.: Энергия,1975.

8. Семенов Б.Ю. Силовая электроника. М.: САЛОН – ПРЕСС, 2006.

9. Справочник по преобразовательной технике. Киев: Техника, 1975.

10. Кругликов А.П., Музгин С.С. Тиристорные преобразователи в приводе гонных машин. Алма-Ата: Наука, 1978.

11. Бригиневич Б.В, Голованов А.К. Наладка тиристорных приводов с раздельным управлением. М.: Энергоатомиздат, 1991.

12. Тиристорный элктропривод на железнодорожном транспорте. М.: Недра, 1991.

13. Карась С.В. Линейный асинхронный двигатель. М: Информэлектро, 1988.

14. Герасименко А.А, Федин В.Т. Передача и распределение реактивной энергии. Красноярск: Издательские проекты, 2006.

15. Волотковский С.А., Фурсов В.Д., Пивняк. Полупроводниковые преобразовательные подстанции для подземного электровозного транспорта. Киев: Вища школа, 1971.

Приложение А

Характеристики низкочастотных диодов

Тип прибора	$I_{пр}$ мах.А	$I_{пр.и.}$ мах.А	$t_{и,}$ мс	$I_{о.мах}$ мА	$U_{об.мах}$ В	$U_{пр.мах}$ В	F кГц	T, с
Д112-10	10	230	10	1,0	100-1400	1.35	1.35	50 +190
Д112-16	16	270	10	1,0	100-1400	1.35	1.35	50 +190
Д112-25	25	230	10	1,0	100-1400	1.35	1.35	50 +190
Д122-32	32	440	10	6,0	100-1400	1.35	1.35	50 +190
Д122-40	40	500	10	6,0	100-1400	1.35	1.35	50 +190
Д132-50	50	1100	10	8,0	100-1400	1.35	1.35	50 +190
Д141-100	100	1200	10	8,0	100-1400	1.35	1.35	50 +190
Д(141-253)	А	кА	мс	мА	кВ	В	кГц	^{0}С
Д151-160	160	3,0	10	20	0,3-1,6	1,35	0,5	60 +190
Д161-200	200	6,0	10	20	0,3-1,6	1,35	0,5	60 +150
Д161320	320	8,2	10	40	0,3-1,6	1,35	0,5	60 +150
Д171-400	400	12,0	10	50	0,3-1,6	1,5	0,5	60 +150
Д133-500	500	10,0	10	50	1,4	1,7	0,5	60 +175
Д133-800	800	13.0	10	50	1,4	1,6	0,5	60 +190
Д143-1000	1000	20,0	10	50	1,4	1,55	0,5	60 +190
Д253-1600	1600	30.0	10	75	0,4 – 2,0	1,5	0,5	60 +190

Характеристики лавинных диодов

Тип прибора	$I_{пр}$ мах.А	$I_{пр.и.}$ мах.А	$t_{и,}$ мс	$I_{о.мах}$ мА	$U_{об.мах}$ В	$U_{пр.мах}$ В	F кГц	T, с
ДЛ112-10	10	230	10	21	400-1500	1.35	-	-50 +160
ДЛ112-25	25	300	10	9,0	400-1500	1.35	-	-50 +160
ДЛ122-40	40	440	10	4,0	400-1500	1.35	-	-50 +160
ДЛ132-50	50	1100	10	4,0	400-1500	1.35	-	-50 +160
ДЛ132-80	80	1320	10	8,0	400-1500	1.35	0,5	-50 +160
ДЛ161-200	200	6000	10	25,0	400-1400	1,45	0,5	-50 +140
ДЛ171-320	320	8200	10	25,0	400-1400	1,45	0,5	-50 +140
ДЛ123-320	320	6000	10	25,0	400-1400	1,7	0,5	- 50 +140
ДЛ133-500	500	7500	10	25,0	400-1400	1,8	0,5	-50+ 140

Приложение Б

Характеристики незапираемых низкочастотных тиристоров

Тип прибора	$I_{осм}$.А	$I_{зсм.}$ мА	$I_{вкл}$ мА	$U_{осм}$ В	$U_{зсм}$ В	$U_{у,}$ В	$T_{вкл}$ макс	Тип рекомендуемого охладителя с
1	2	3	4	5	6	7	10	9
Т112-10	10	2,5	106	1,85	0т 100	7,5	10	011-60
Т112-16	16	2,5	100	1,85		7,5	10	011-60
Т122-20	20	3,0	130	1,75	до	7,5	10	0221-60
Т122-25	25	3,0	130	1,75	1200	7,5	10	0221-60
Т132-40	40	5,0	150	1,75	От 100	9,0	10	0231-80
Т132-50	50	5,0	150	1,75		9,0	10	0231-80
Т142-63	63	6,0	210	1,75	До 200	10	10	0241-80
Т142-80	80	6,0	210	1,65	От 100	10	25	0241-800
Т151-100	100	15,0	700	1,65		5,5	25	0151-80
Т161-125	125	15,0	700	1,75		5,5	25	0171-80
Т161-160	160	15,0	700	1,75		5,5	25	0171-80
Т171-200	200	30,0	700	1,75		5,5	25	01810110
Т171-250	2500	30,0	700	1,75	До 1600	5,5	25	01810110
Т171-320	320	30,0	700	1,60		5,5	25	01810110

Тиристоры таблеточного исполнения

Тип прибора	$I_{осм}$.А	$I_{зсм.}$ мА	$I_{вкл}$ мА	$U_{осм}$ В	$U_{зсм}$ В	$U_{у,}$ В	$T_{вкл}$ макс	Тип рекомендуемого охладителя с
1	2	3	4	5	6	7	8	9
Т123-200	200	15	700	1,9	400-1Ё600	9,0	25	0123-100
Т132-250	250	15	700	1,75	400-1200	9,0	25	0123-100
Т123-320	320	15	700	1,65	400-800	9,0	25	0123-100
Т133-320	320	35	700	2,0	900-200	9,0	25	0143-100
Т133 -400	400	30	700	1,75	400-1600	9,0	25	0143-150
Т143-400	400	50	700	2,15	1800-2400	9,0	30	0143-150
Т142-400	400	30	700	1,8	400-1600	9,0	25	0243-150
Т143-500	500	30	700	1,75	400-1200	9,0	25	0243-150
Т143-630	630	50	700	2,1	1300-2400	9,0	30	0153-150
Т153-800	800	50	700	1,9	1000-1800	9,0	30	0153-150
Т253-800	800	70	700	2,1	2000-2400	9,0	30	0153-150
Т253-1000	1000	70	700	1,8	1000-1800	9,0	30	0153-150
Т253-1250	1270	70	700	1,6	400-1200	9,0	30	0153-150

Приложение В

Транзисторы MOSFET

Обозначение	**Аналог**	$U_{об.max}$ В	$R_{ds,Ом}$	Id.max Ом	$U_{gs.max.}$ В	Р.Вт	Тип	Корпус
КП723А	IRF244	60	0,028	50	±20	150	n-канал	ТО-220
КП723Б	IRFZ45	60	0,035	50	±20	150	n -канал	ТО-220
КП723В	IRFZ40	50	0,028	50	±20	150	n -каяал	ТО-220
КП723Г	IRLZ44	60	0,028	50	±10	150	n -канал	ТО-220
КП726А	BUZ90A	600	2,0	4,0	±20	75	n -канал	ТО-220
КП726Б	BUZ90	600	1,6	4,5	±20	75	n -канал	ТО-220
КП727А	BUZ71	50	0,1	14	±20	40	n -канал	ТО-220
КП727Б	IRFZ34	60	0,05	30	±20	88	n -канал	ТО-220
КП727В	IRLZ34	60	0,05	30	±10	60	n -канал	ТО-220
КП728Г1	—	700	5,0	3,0	±20	75	n -канал	ТО-220
КП728С1	—	650	4,0	3,0	±20	75	n -канал	ТО-220
КП728Е1	—	600	3,0	3,3	±20	75	n -канал	ТО-220
КП728Л1	—	550	3,0	4,0	±20	75	n -канал	ТО-220
КП731А	IRF710	400	3,6	2,0	±20	36	n -канал	ТО-220
КП731Б	IRF711	350	3,6	2,0	±20	36	n -канал	ТО-220
КП731В	IRF712	400	5,0	1,7	±20	36	n -канал	ТО-220
КП737А	IRF630	200	0,4	9,0	±20	74	п-канал	ТО-220
КП737Б	IRF634	250	0,45	8,1	±20	74	п-канал	ТО-220
КП737В	IRF635	250	0,68	6,5	±20	74	п-канал	ТО-220
КП737Г	IRL630	200	0,4	9,0	±10	74	п-канал	ТО-220
КП739А	IRFZ14	60	0,2	10	±20	43	п-канал	ТО-220

Приложение Г

Основные параметры сухих преобразовательных трансформаторов

Тип	Мощность сетевой обмотки, кВА	Напряжение световой обмотки	Выпрямленный ток, А	Выпрямленное напряжение, В	Потери , Вт	
					Холостого хода	Короткого замыкания
ТЗСП – 200/07	181	0,4	630	230	960	2320
	203	0,4	355	460	960	3810
ТЗСП – 400/10	354	6,1	630	460	1330	4950
	352	6,1	1250	230	1330	5400
ТЗСП – 800/10	700	6;10	1250	460	2160	3500
ТЗСПУ – 1000/10	527	6;10	2000	230	2630	10500
ТЗСПУ – 200/07	104	6;10	4000	230	4075	15900
Трансформаторы преобразовательные совтоловые						
ТНП – 400/10	352	6;10	1250	230	1400	7925
ТНП – 800/10	680	6;10	1600	345	2650	13080
ТНР – 800/10	564	6;10	2000	230	2700	10680
ТНР – 1600/10	1147	6;10	4000	230	3580	18090
ТНПУ – 1000/10	1407	6;10	2000	230	2320	11210
ТНПУ – 2000/10	1054	6;10	4000	230	4450	19610

Приложение Д

Трансформаторы силовые общего назначения

Тип	U_K, %	Потери, кВт		$I_{0?\%}$	Кратность перегрузок	Выпрямленное направление
		P_x	P_k			
ТЗС – 160/10	5,5	0,7	2,7	4,0	1,4	230/400
ТЗС – 250/10	5,5	1,0	3,8	3,5	1,8	230/400
ТЗС – 400/10	5,4	1,3	5,4	3,0	2,4	230/400
ТЗС – 630/10	5,4	2,0	7,3,0	3,0	3,4	400
ТЗС – 1000/10	5,4	3,0	11,2	2,5	4,6	400
ТЗС – 1600/10	5,4	4,2	16,0	2,5	6,5	400

Трансформаторы серии ТТ

Тип	Мощность, кВт	Первичная обмотка		Вторичная обмотка		$U_К$, %	$U_К$, % Не более	P, Вт
		Напряжение, В	Число витков	Напряжение, В	Число витков			
ТТ – 6	6	380/220	184	180	84	4	5	240
ТТ – 8	8	380/220	143	180	68	3,2	5	250
ТТ – 11	11	380/220	126	180	60	3,0	5	330
ТТ – 14	14	380/220	118	180	56	2,8	5	370
ТТ – 19	19	380/220	101	180	48	2,1	5	400
ТТ – 25	25	380/220	90	180	47	2,0	5	500
ТТ – 32	32	380/220	82	180	30	1,48	5	635

Основные параметры реакторов

Тип	Номинальный ток, А	Ток нормирования инд., А	Индуктивность, МГн	Индуктивность при $I_Н$, МГн	Активное сопротивление, Ом
ФРОС – 500	500	200	5,0	3,0	0,0044
ФРОС –1000	1000	200	2,5	1,25	0,0017

Приложение Е

Технические характеристики преобразователей частоты серии ПЧ – ТТП

Параметры	ПЧ – ТТП-100 6 кВ/10 кВ	ПЧ – ТТП-200 6 кВ/10 кВ	ПЧ – ТТП-500 6 кВ/10 кВ	ПЧ – ТТП-800 15,75 кВ	ПЧ – ТТП-2000 0,4–0,95 кВ
Номинальное входное и выходное напряжение тиристорной (силовой) части преобразователя, В	6000/10 000 I*	6000/10 000 I	6000/10 000 I	15 750 I	380–950 II**
Номинальный выходной ток, А	100	200	500	800	3000–1000
Перегрузка по току, А: в течение 5 мин 1,2 $I_н$ в течение 40 с 1,5 $I_н$	120 150	240 300	600 750	960 1200	3600–1200 4500–1500
Максимальный выходной ток при работе в качестве пускового устройства в повторно-кратковременном режиме, А	200	400	1000	1500	В зависимости от типа применяемого тиристора 4500–1500
Габариты блока силового, мм: высота ширина глубина	Одностороннее обслуживание 2200 2000 600	Одностороннее обслуживание 2200 2400 600	Одностороннее обслуживание 2400 3400 650	Двухстороннее обслуживание 2200 6000 1200	Двухстороннее обслуживание 2200–1800 1200–800 1200–800
Время пуска двигателя в зависимости от момента инерции и нагрузки	Не более 5 мин при естественном охлаждении	Не более 5 мин при естественном охлаждении	Не более 5 мин при естественном охлаждении	Не более 5 мин при естественном охлаждении	Не более 5 мин при естественном охлаждении
Число пусков в час	Не ограничено				
Режим работы для пусковых преобразователей	Отключен или в горячем состоянии				

* Высоковольтный вариант.
** Трансформаторный вариант.

Технические характеристики преобразователей частоты серии SAMI MEGASTAR

Тип преобразователя частоты	Схема выпрямления, *n*-пульсная	Напряжение на входе ПЧ, В	Номинальный ток ПЧ, А	Мощность ПЧ, КВ·А	Мощность двигателя, кВт	Масса ПЧ, кг
2600D3300	6	3300	350	2000	1600	3500
3150D3300	6	3300	550	3150	2600	3700
5000D3300	6	3300	875	5000	4000	4100
6300D3300	6	3300	2×550	6300	5000	6500
10 000D3300	6	3300	2×875	10 000	8000	7700
2000D3300	12	2×1650	350	2000	1600	3500
3150D3300	12	2×1650	550	3150	2600	3700
5000D3300	12	2×1650	875	5000	4000	4100
6300D3300	12	2×1650	2×550	6300	5000	6500
10 000D3300	12	2×3300	2×875	10 000	8000	7700
2000D3300	24	4×1650	350	2000	1600	4300
3150D3300	24	4×1650	550	3150	2600	4500
5000D3300	24	4×1650	875	5000	4000	4900
6300D3300	24	4×1650	2×550	6300	5000	7300
10 000D3300	24	4×1650	2×875	10 000	8000	7700
2000DG3300	6	3300	350	2000	1600	4600
3150DG3300	6	3300	550	3150	2600	4700
5000DG3300	6	3300	875	5000	4000	5100

Приложение Ж

Основные технические характеристики преобразователей частоты серии MIDIMASTER

Тип преобразователей частоты	MIDIMASTER Vector 6SE32	MIDIMASTER Eco 6SE95
Диапазон мощностей, кВт	5,5–75	5,5–315
Напряжение питания, В	3 фазы 208–240±10 % 3 фазы 380–500±10 % 3 фазы 525–575±10 %	3 фазы 208–240±10 % 3 фазы 380–460/480/500±10 % 3 фазы 525–575±10 %
Перегрузочная способность в долях номинального тока, %	150 в течение 60 с; 200 в течение 2 с	110 в течение 60 с
Метод управления	Потокосцеплением, бессенсорное векторное, вольт-частотный U/f; U/f^2	Режим оптимизации электропотребления Вольт-частотный U/f^2
Дискретные входы (программируемые)	6 (24 функции)	6
Аналоговые входы	2 (0–10 В, 2–10 В, ±10 В, 0/4–20 мА)	2 (0/4–20 мА)
Аналоговые выходы	2 (0/4–20 мА)	2 (0/4–20 мА)
Дискретные релейные выходы	2 240 В/0,8 А – переменного тока 30 В/2 А – постоянного тока	2 240 В/1 А – переменного тока
Способ охлаждения	Вентилятор	
Диапазон рабочих температур	От 0 до 40 °С	
Степень защиты	IP21/56	

Технические характеристики преобразователей частоты серии SIMOVERT MV

Номинальное напряжение двигателя, кВ	Номинальный выходной ток преобразователя частоты, А	Номинальная выходная мощность преобразователя частоты, МВ·А	Номинальное напряжение двигателя, кВ	Номинальный выходной ток преобразователя частоты, А	Номинальная выходная мощность преобразователя частоты, МВ·А
2,3	200	0,8	4,16	180	1,3
	250	1,0		240	1,7
	300	1,2		280	2,0
	350	1,4		320	2,3
	400	1,6		370	2,6
	450	1,8		400	2,9
	500	2,0		460	3,3
	550	2,2		510	3,7
	600	2,4		550	4,0
3,3	180	1,0			
	230	1,3			
	260	1,5			
	315	1,8			
	370	2,1			
	400	2,3			
	460	2,6			
	510	2,9			
	550	3,1			

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ…… 3

1. УСТРОЙСТВО И ХАРАКТЕРИСТИКИ СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ…… 4
1.1 Полупроводниковые диоды…….. 5
1.2 Тиристоры……6
1.2.1 Незапираемые тиристоры SKR…… 7
1.2.2 Запираемые тиристоры GTO……..... 9
1.2.3 Запираемые тиристоры GCT и IGCT…….... 11
1.3 Транзисторы……... 12
1.3.1 Биполярные транзисторы……. 13
1.3.2 Полевые транзисторы с управляющим переходом..... 15
1.3.3 Полевые транзисторы с изолированным затвором…… 16
1.3.4 Биполярные транзисторы с изолированным затвором…….. 19
2. ВЫПРЯМИТЕЛИ…… 22
2.1 Неуправляемые выпрямители…….. 23
2.2 Управляемые выпрямители…….. 28
2.3 Инверторы, ведомые сетью…….. 30
2.4 Системы управления тиристорами…….... 35
2.5 Защита вентилей и преобразовательных устройств……... 42
2.5.1 Защита вентилей от перенапряжений…….. 42
2.5.2 Защита вентилей от перегрузок по току…….. 44
2.6 Реверсивные тиристорные выпрямители……46
2.6.1 Реверсивные выпрямители с совместным управлением……..47
2.6.2 Реверсивные выпрямители с раздельным управлением…… 53
3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (РЕГУЛЯТОРЫ) ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ…… 55
4. ИМПУЛЬСНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ……57
5. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ……...62
5.1 Преобразователи частоты с непосредственной связью……..62
5.2 Преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока……64
6. ПРИМЕНЕНИЕ СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ …….... 68
6.1 Электропривод по системе «Асинхронный вентильный каскад» (АВК)……...…… 68

6.2 Электропривод тиристорный преобразователь переменного напряжения -асинхронный двигатель с фазным ротором (ТПН-АДФ)……. 70
6.3 Электропривод с вентильным двигателем…….. 71
6.4 Электропривод с непосредственным преобразователем частоты и линейным асинхронным двигателем (ТПЧ-ЛАД)…….... 72
6.5. Электропривод рудничного электровоза с импульсными регуляторами постоянного напряжения ……..... 73
6.6. Системы электроснабжения……...74
6.6.1 Системы электроснабжения постоянного тока…….... 74
6.6.2 Тяговые подстанции…….... 75
6.6.3 Статические тиристорные компенсаторы реактивной энергии……. 77

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК…… 78

ПРИЛОЖЕНИЯ…… 79

Учебное издание

Кругликов Алексей Прохорович

СИЛОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ

Учебное пособие

Зав. РО	*З.А. Губайдулина*
Редактор	*Э.З. Миргиястинова*
Техн. редактор	*Ж.Н. Байменова*
Компьютерная правка и верстка	*А.А. Сегизбаева*

Подписано в печать 23.06. 2008 г.
Формат 60x84 1/16. Бумага типографская №1
Усл. п.л. 5,4. Уч изд.л. 5,5 Заказ № 156. Тираж 500 экз.
Цена договорная.

Издание Казахского национального технического университета
им. К.И. Сатпаева
НТИЦ КазНТУ
г. Алматы, ул. Ладыгина, 32