### Министерство образования и науки Российской Федерации

Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Пермский государственный технический университет»

# ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Утверждено Редакционно-издательским отделом университета в качестве учебного пособия

Издательство Пермского государственного технического университета 2010

УДК 612.314 (075,8)

#### Рецензенты:

кандидат технических наук, доцент, генеральный директор ЗАО «НИПО» Б.В. Васильев; кандидат технических наук, профессор Э.С. Заневский (Пермский государственный технический университет)

#### Билоус, О.А.

Б61 Электронные преобразовательные устройства: учеб. пособие / О.А. Билоус, А.П. Иванов – Пермь: Изд-во Перм. гос. техн. ун-та, 2009. – с.

ISBN 978-5-398-00430-4

Рассмотрены принципы преобразования электрической энергии — выпрямления, инвертирования, преобразования частоты. Проанализированы основные схемы преобразовательных устройств. При изложении материала особое внимание уделено физической стороне принципа работы того или иного устройства, анализу основных характеристик и показателей, подходам к расчету и выбору элементов схемы.

Предназначено для студентов, обучающихся по специальностям «Автоматизация технологических процессов производства», «Автоматизация управлением жизненного цикла производства», «Электроснабжение», «Автоматизированный электропривол».

УДК 612.314 (075,8)

ISBN 978-5-398-00430-4

© ГОУ ВПО «Пермский государственный технический университет», 2010

#### Оглавление

### Введение

Электрическая энергия вырабатывается на электростанциях и передается посредством трехфазной линии электропередачи стандартной частоты и стандартных номиналов напряжения. Однако для большого количества потребителей требуется для питания другой вид электроэнергии: электрическая энергия постоянного тока или электрическая энергия переменного тока, но не стандартной частоты и т.д. Примерно 50 % всей электроэнергии, вырабатываемой на электростанциях, преобразуется в другой вид электроэнергии. Таким образом, технический прогресс современного общества во многом обусловлен успехами преобразовательной техники.

#### 1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

# 1.1. Автоматизированный электропривод (АЭП) – понятие и классификация элементов

В современном производстве наибольшее количество технологических процессов осуществляется с помощью электрической энергии, преобразуемой в механическую энергию посредством электромеханических устройств — электрических машин.

Требования, предъявляемые к качеству продукции, а также к производительности механизмов, реализующих ту или иную технологию, очень высоки. Они могут быть достигнуты в системах большой точности и высокой производительности. Такой системой чаще всего является система автоматизированного электропривода.

Понятие «электропривод» тесно связано с понятием «электрическая машина», которая является основным элементом электропривода. Чем более обширные функции возлагаются на электропривод и чем более жесткие требования к нему предъявляются, тем сложнее структура его элементов.

С понятием автоматизированный электропривод удобно познакомиться, рассматривая функциональную схему, составленную из основных входящих в него элементов (рис. 1.1).

Энергия, поступающая из сети (может иметь место и обратное направление энергии), на пути к рабочему органу РО механизма претерпевает целый ряд преобразователь (СП) преобразует электрическую энергию, потребляемую из сети, в такой вид электрической энергии, которая может потребляться электродвигателем (ЭД).

В свою очередь, ЭД преобразует эту электрическую энергию в механическую энергию вращающегося вала. Кинематическая цепь (КЦ) преобразует механическую энергию с одними

параметрами (*момент*, *частота вращения*) в механическую энергию с другими параметрами.

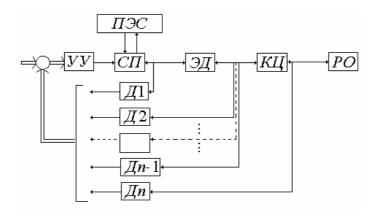


Рис. 1.1. Функциональная схема АЭП

Силовой преобразователь расположен в начальной части цепочки преобразования энергии при её прямом направлении, и в конечной части этой цепочки — при обратном направлении. Через СП проходит весь поток энергии, и, если удаётся найти рациональный способ воздействия на СП, можно регулировать этот поток энергии и тем самым реализовывать разнообразные функции, возлагаемые на электропривод.

Устройство, воздействующее на СП, является тем элементом, через который выполняется функция управления преобразователем. Управляющее устройство (УУ) можно подразделить на систему регулирования координат и систему управления силовым преобразователем (СУ СП). Регулируемыми координатами могут быть, например, такие, как напряжение, подаваемое на электродвигатель, ток в цепи питания электродвигателя, частота вращения электрической машины, перемещение рабочего органа исполнительного механизма и др.

На систему регулирования координат могут осуществляться различные воздействия — задающее воздействие, воздействие обратных связей, корректирующие воздействия, с

учетом которых управляющее устройство вырабатывает результирующий сигнал, поступающий на СУ СП. Для оценки результата регулирования той или иной координаты на систему регулирования координат непрерывно поступает информация о реальном значении переменной, подлежащей регулированию в виде стандартизованных электрических сигналов, вырабатываемых датчиками различного вида. Датчики (Д) — это информационные устройства, преобразующие тот или иной вид переменной (напряжение, ток, момент двигателя, частота его вращения, перемещение рабочего органа) в стандартизованный сигнал.

В ряде случаев некоторые виды элементов могут отсутствовать (те или иные датчики, корректирующие воздействия), в других случаях схема автоматизированного электропривода может быть усложнена.

Назовем элементом AЭП устройство, входящее в состав AЭП как конструктивная единица и выполняющее определенную функцию: энергетическую, информационную или функцию управления. Таким образом, элементы AЭП подразделяются на три группы:

- 1. Силовые элементы,
- 2. Элементы управления,
- 3. Информационные элементы.

Элементы АЭП разнородны и многофункциональны. Главным и важнейшим элементом (силовым) АЭП является электрическая машина, предназначенная для преобразования электрической энергии в механическую, или, наоборот, механической энергии в электрическую. Этот важнейший элемент настолько многогранен, что его рассматривают с различных точек зрения в таких дисциплинах, как «Теория общей электротехники», «Электрические машины», «Электромеханические устройства», «Теория автоматического управления» и в целом ряде специальных дисциплин.

**Предмет изучения дисциплины ЭПУ.** Рассматриваемый курс посвящен *силовому преобразователю* электропривода, так

как он играет решающую роль при реализации важнейшей функции АЭП – регулировании потока энергии, поступающей из электрической сети к двигателю или обратно.

# 1.2. Общие сведения о силовых преобразователях электропривода

Силовой преобразователь обеспечивает требуемое количество электроэнергии, подводимое к электрической машине (выраженное в значениях таких параметров, как напряжение, ток, частота переменного тока).

От точности реализации заданных параметров зависит точность технологических операций, их быстродействие и качество.

Вид требуемого преобразования энергии определяется двумя факторами:

- 1) параметрами электрической энергии питающей сети;
- 2) параметрами электрической энергии, потребляемой или вырабатываемой электрической машиной.

Возможны следующие варианты преобразования электрической энергии:

- 1. При питающей сети переменного тока и при использовании в качестве электрической машины машины постоянного тока силового преобразователя (СП), он должен выполнять функцию или управляемого выпрямителя или ведомого сетью инвертора.
- 2. При питающей сети постоянного тока и электрической машины постоянного тока, регулирование потока энергии осуществляется с помощью *преобразователей постоянного тока*. Чаще всего напряжение к электромашине подводится через *импульсный преобразователь*, который в этом случае выполняет функцию регулятора напряжения.
- 3. При питающей сети переменного тока и использовании электрической машины переменного тока регулировать поток энергии можно двумя способами:

- регулированием подводимого к электрической машине уровня переменного напряжения без изменения его частоты. Эту функцию могут выполнять *регуляторы переменного напряжения*;
- регулированием частоты подводимого к электрической машине переменного напряжения с одновременным регулированием величины (амплитуды) этого напряжения. Эта функция может быть выполнена *преобразователями частоты* переменного напряжения.

## 2. СВОЙСТВА И ХАРАКТЕРИСТИКИ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ (СПП)

### 2.1. Особенности и классификация СПП

Успехи автоматизации технологических процессов зависят от многих факторов, начиная от уровня организации производства, квалификации и психологической готовности обслуживающего персонала принять эту автоматизацию и кончая качеством технических средств её реализации. Последний фактор определяется техническими возможностями и свойствами элементов, из которых реализована та или иная автоматизированная система.

Реализация всех устройств силовых преобразователей, которые рассматриваются и изучаются в данном курсе, осуществляется на базе электронных силовых полупроводниковых приборов (СПП), которые получили в настоящее время широкое распространение. Главным достоинством этих приборов являются малые тепловые потери при управлении большими потоками энергии в процессе преобразования одного вида электрической энергии в другой вид. Это ценное качество полупроводниковых приборов обусловлено очень малым их активным сопротивлением во включенном состоянии, когда через них протекают большие рабочие токи, и очень большим активным сопротивлением в выключенном состоянии, когда рабочий ток прерывается.

Другим ценным качеством СПП, снижающим их тепловые потери, является высокая скорость переключения из одного состояния в другое. Это значит, что время среднего (переходного) состояния прибора, при котором происходит его интенсивный нагрев, очень мало (единицы микросекунд).

СПП можно классифицировать по различным признакам: принципу действия, конструктивному исполнению, применению и т.д.

*По принципу действия* на практике используются следующие виды приборов (СПП):

- 1) силовые неуправляемые вентили (силовые диоды);
- 2) силовые транзисторы;
- 3) силовые тиристоры.

Внутри каждого вида приборы могут классифицироваться *по рабочей частоте* (низкочастотные, высокочастотные, импульсные), *по коммутируемой мощности* (малой, средней, большой).

СПП также классифицируются по степени управляемости, т.е. возможности перевести прибор из проводящего состояния в непроводящее и обратно.

*По степени управляемости* СПП разделяются на три группы:

- 1) неуправляемые;
- 2) неполностью управляемые;
- 3) полностью управляемые.

#### 2.2. Силовые неуправляемые вентили

Неуправляемый полупроводниковый вентиль (VD) — прибор с двумя выводами, связанными с областями различных типов электронной проводимости: электронной — n-типа и строчной — p-типа. На границе этих областей возникает электронно-дырочный переход, физические явления в котором позволяют изменять проводимость вентиля. Вывод со стороны p-области называют а н о д о м , со стороны n-области — к а т о - д о м . Вентиль представляет собой нелинейное несимметричное активное сопротивление, величина которого зависит от величины и знака (полярности), приложенного к прибору напряжения (рис.2.1).

При одной полярности (прямой), когда к аноду подключен положительный полюс источника питания (+), а к катоду отрицательный (-), вентиль имеет малое сопротивление. При противоположной полярности питающего напряжения сопротив-

ление вентиля большое. Такая полярность напряжения называется обратной.

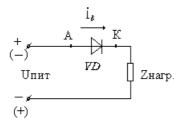


Рис. 2.1. Обозначение вентиля на электрической схеме

Статическая вольтамперная характеристика (BAX) вентиля (рис. 2.2) имеет прямую ветвь, расположенную в первом квадранте координат «U-I», и обратную – в третьем квадранте.

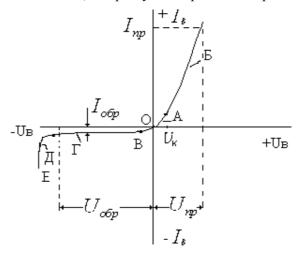


Рис. 2.2. Статическая ВАХ вентиля

Масштабы при графическом изображении вольтамперной характеристики принимают различные. Прямое напряжение (+U) измеряется единицами или даже долями вольт, обратное напряжение (-U) — сотнями или тысячами вольт. С другой сто-

роны, прямые токи вентиля  $(+i_s)$  могут составлять сотни ампер, обратные  $(-i_s)$  — десятки миллиампер. Величины сопротивлений на прямой ветви вольтамперной характеристики нельзя сопоставлять с величинами сопротивлений на обратной ветви.

На прямой ветви вольтамперной характеристики можно выделить два участка: участок большого сопротивления (A), когда ток практически не протекает до тех пор, пока приложенное напряжение меньше, чем напряжение пятки  $U_{\it K}$ ; и участок малого сопротивления (Б).

Обратная ветвь вольтамперной характеристики может быть разбита на три участка:

- В участок высокой проводимости (малого сопротивления);
- Г участок низкой проводимости;
- Д участок высокой проводимости вследствие электрического пробоя.

Пробой может быть лавинным, он возникает, когда на длине свободного пробега электрон приобретает энергию, достаточную для ионизации атомов. Лавинный пробой обратим, то есть после снятия обратного смещения переход не разрушается. В точке Е выделяется большая мощность и может произойти тепловой пробой. Он необратим.

Участок Б близок к прямолинейному, поэтому часто пользуются приемом «спрямления» вольтамперной характеристики вентиля, представляя его схему замещения (рис. 2.3) при рассмотрении прямой ветви характеристики в виде последовательно включенных идеального вентиля, источника порогового напряжения ( $U_{\theta}$ ) и сопротивления ( $R_{\theta}$ ).

Статические ВАХ вентиля (рис. 2.4, a) могут быть аппроксимированы зависимостями, приближенно отражающими реальные ВАХ. Иногда рассматривают статическую ВАХ идеального вентиля: (рис. 2.4,  $\delta$ ).

Полупроводниковые приборы характеризуются параметрами. Знание параметров электронных СПП необходимо для того, чтобы свободно ориентироваться в справочной литературе при проектировании и расчетах устройств (преобразователей) на базе СПП. Эти задачи часто встают перед инженером-электриком при выборе и эксплуатации оборудования.

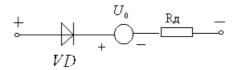


Рис. 2.3. Схема замещения вентиля

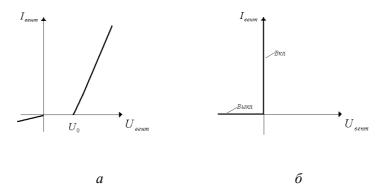


Рис. 2.4. Статические ВАХ вентиля а – аппроксимированная, б – идеального вентиля

В электротехнических устройствах применяются две системы параметров:

- система номинальных параметров;
- система предельных параметров.

Система номинальных параметров используется для таких электротехнических устройств, как электрические машины, аппараты, линии электропередач и др. Эта система предполагает строго определенный наиболее выгодный режим работы устройства — «номинальный» режим. Исходя из этого режима, определяются такие параметры, как номинальное напряжение, номинальный ток, номинальная мощность, номинальная часто-

та вращения, и т.д. Фактические значения параметров могут быть выше или ниже номинальных. Режим работы устройства, отличающийся от номинального, не нарушает его работу. Он просто менее выгоден и должен быть ограничен во времени.

При появлении СПП вначале для них также использовалась система номинальных параметров. Однако практика проектирования и эксплуатации СПП показала неудобства этой системы для таких устройств. Разработчик преобразователей, выбирая для них СПП, закладывал определенный запас в значения номинальных параметров, что не позволяло оптимально использовать прибор в реальных режимах эксплуатации.

В настоящее время система номинальных параметров для СПП практически полностью вытеснена системой предельных параметров.

Система предельных параметров, определяемая государственными стандартами, характеризует предельные возможности прибора. При этом разработчик аппаратуры сам устанавливает необходимый запас по тому или иному параметру прибора в зависимости от условий его работы.

В системе параметров СПП различают предельно допустимые (граничные) и характеризующие параметры. Предельно допустимые параметры определяют предельные возможности приборов. Характеризующие параметры СПП — это измеряемые величины, определяющие электрические, механические, тепловые и другие свойства приборов.

Параметры силовых диодов (вентилей):

- Повторяющееся импульсное обратное напряжение  $U_n(U_{\it RRM})$  максимальное обратное напряжение, которое каждый период может прикладываться к диоду (достигает 5 кВ).  $U_{\it RRM}$  в сотнях вольт определяет класс силового диода. Например, если диод выдерживает 5000 В, то он 50-го класса.
- **Предельный ток**  $I_n\left(I_{\mathit{FAVm}}\right)$  максимально допустимое среднее за период значение тока, длительно протекающее через прибор.

Классификационные значения предельного тока определяются в однофазной однополупериодной схеме с активной нагрузкой при частоте  $50~\Gamma$ ц, синусоидальной форме тока, угле проводимости  $180^\circ$  и максимально допустимой температуре структуры.

#### Пояснение

Классификационное значение тока — это значение, приводимое в справочниках. Оно получается экспериментально при исследовании «классификационной» схемы (рис. 2.5).

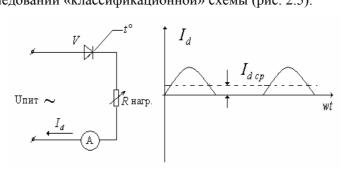


Рис. 2.5. «Классификационная» схема и диаграмма тока

Регулируя  $R_{\rm HAГP.}$ , доводят ток  $I_d$  до величины, когда p-n-переход вентиля V достигает предельно допустимой температуры для данного вентиля (около 130°). При этом амперметр «А» (магнитно-электрической системы) покажет предельный ток  $I_n$ . На диаграмме тока среднее его значение получается делением площади, очерченной полуволной тока, на интервал повторяемости — период переменного напряжения.

В зависимости от интенсивности охлаждения вентиля (при разной скорости обдува радиаторов вентиля охлаждающим воздухом: 0;6;12 м/с) может быть несколько значений предельного тока для одного и того же вентиля. Эти  $I_n$  могут существенно отличаться друг от друга.

Предельный ток определяет тип вентиля; в современных силовых диодах он достигает 5 кA;

- **Импульсное прямое напряжения**  $U_{\mathit{FM}}$  - мгновенное значение напряжения на приборе при прохождении через него предельного тока.

#### Пояснение

Очень небольшое, так как сопротивление небольшое, составляет 1...2 B.

— Динамическое (дифференциальное) сопротивление прибора в открытом состоянии  $R_{_{\rm H}}$  — котангенс угла наклона прямой, проходящей через две точки прямой ветви ВАХ с ординатами, равными 1,57 и 4,71 предельного тока, и пересекающей ось напряжения в точке, числовое значение которой считается пороговым напряжением  $U_{_{0}}$  (рис. 2.6).

#### Пояснение

Пороговое напряжение известно, оно указано в справочнике. Ток  $i_{\scriptscriptstyle g}$  можно замерить и применить метод приближенного расчета,

$$R_{_{\rm I}} = \operatorname{ctg} \lambda = \frac{\Delta U}{i_{_{\rm B}}} \,. \tag{2.1}$$

#### Задача 2.1

В ТП через вентиль проходит ток  $I_{\text{вент}}=10A$  . При этом падение напряжения на вентиле  $U_{\text{вент}}=1,1B$  . Пороговое напряжении равно 1 В. Определите  $R_{_{\pi}}$  .

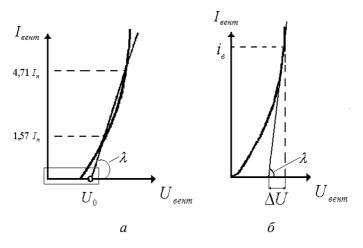


Рис. 2.6. a – общий вид;  $\delta$  – увеличено (выделенный прямоугольник)

#### Решение

Применим метод приближенного расчета:

$$\begin{split} &U_{\text{вент}} = U_0 + \Delta U, \\ &\Delta U = 1, 1 - 1 = 0, 1, \\ &R_{\text{\tiny $I$}} = \frac{\Delta U}{I_{\text{\tiny BEHT}}} = \frac{0, 1}{10} = 0, 01 \, \text{Om}. \end{split}$$

#### Задача 2.2

Параметры вентиля:  $R_{\rm дин}=10^{-2}\,{\rm Om},~U_0=1\,{\rm B}$ . Определите падение напряжения на вентиле при токе  $I_{\rm вент}=50{\rm A}$  и потери мощности на вентиле в классификационной схеме.

Решение

$$\begin{split} \Delta U &= R_{\mbox{\tiny ДИН}} I_{\mbox{\tiny ВЕНТ}} = 0,5 \ \mbox{B}, \\ U &= U_0 + \Delta U = 1,5 \ \mbox{B}, \\ P &= P_0 + \Delta P_{\mbox{\tiny BEHT}}, \end{split}$$

$$\begin{split} &P_{_0} = U_{_0}I_{_{\mathrm{Beht}}} = 50 \; \mathrm{BT}, \\ &\Delta P_{_{\mathrm{Beht}}} = I_{_{_{\mathrm{Zeйct}}}}^2 R_{_{\mathrm{Zuh}}}, \\ &I_{_{\mathrm{Zeйct}}} = K_{_{\Phi}}I_{_{\mathrm{Beht}}} = 1,57 \cdot 50 = 78,5. \end{split}$$

Здесь  $K_{\Phi}$  — коэффициент формы тока (из справочника для нашей задачи = 1,57)

$$I_{\text{дейст}}^2 = 6162, 25,$$
 
$$\Delta P_{\text{вент}} = 6162, 25 \cdot 0, 01 = 61, 62,$$
 
$$P = P_0 + \Delta P_{\text{вент}} = 50 + 62, 12 = 111, 62.$$

Таблица 2.1

#### Параметры силовых диодов

Виды диодов	$U_{\it RRM}$	$I_n\left(I_{\mathit{FAVm}}\right)$	Время обратного восстанов-	Частота цепи	$U_{{\scriptscriptstyle FM}}$
Диоды общего назначения	50 В 5 кВ	10 А 5 кА	20 100 мкс	500 Гц	2,53 B
Быстро восстанавли вающиеся диоды		10 А 1 кА	35 мкс	10 кГц	1 B
Диоды Шоттки	50 B	100 A	0,3 мкс	> 10 кГц	0,30,5 B

Динамическими параметрами диодов являются параметры, характеризующие переходные процессы при прямом и обратном смещении p-n-перехода. При приложении прямого напряжения происходит процесс накопления заряда. В начале прохождения прямого тока падение напряжения на p-n-переходе велико, потом оно уменьшается. Время установления прямого сопротивления — это время спада напряжения от максимального значения установившегося значения до 1,2. При приложении обратного напряжения к проводящему p-n-переходу вначале протекает большой обратный ток, который, по

мере рассасывания накопленных ранее зарядов уменьшается. **Время обратного восстановления** — это время от начала нарастания обратного тока до спада его до пятикратного установившегося значения.

Разновидность вентилей – так называемые диоды Шоттки. Особенностью таких диодов является то, что p-n переход создается между металлом и полупроводником. В табл. 2.1 приведены значения параметров трех основных разновидностей диодов.

#### 2.3. Силовые транзисторы

Транзистором (VT) называют полупроводниковый прибор, содержащий два или более p-n-переходов и способный работать как в усилительных, так и в ключевых режимах.

В силовых электронных аппаратах транзисторы используют в качестве полностью управляемых ключей. В зависимости от сигнала управления транзистор может находиться в закрытом (низкая проводимость) или в открытом (высокая проводимость) состояниях. В закрытом состоянии транзистор способен выдержать прямое напряжение, определяемое параметрами внешних цепей, при этом ток транзистора имеет небольшое значение. В открытом состоянии транзистор проводит прямой ток, определяемый параметрами внешних цепей; при этом напряжение между силовыми выводами транзистора мало.

Транзисторы не способны проводить ток в обратном направлении, и большинство их видов не выдерживает обратного напряжения. Таким образом, идеализированная ВАХ транзистора (рис. 2.7) представляет собой две прямые линии: прямого тока (включенное состояние) и прямого напряжения (выключенное состояние), причем состояние транзистора зависит только от сигнала управления.

Среди классов силовых транзисторов наиболее распространены *биполярные* (рис. 2.8), которые состоят из трех слоев полупроводниковых материалов с различным типом проводи-

мости. В зависимости от порядка чередования слоев различают транзисторы n-p-n и p-n-p-типов.

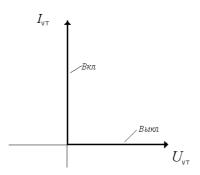


Рис. 2.7. Статическая ВАХ идеального транзистора

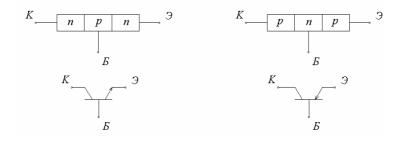


Рис. 2.8. Биполярные транзисторы

Средний слой структуры называется базой E. Внешний слой, инжектирующий (внедряющий) носители, называется эмиттером  $\mathcal{F}$ , собирающий носители – коллектором  $\mathcal{K}$ . Биполярный транзистор является устройством, управляемым током. Транзисторный ключ находится в открытом состоянии, пока через область базы протекает ток от внешнего источника. В отсутствие тока базы транзисторный ключ разомкнут.

Ключевой режим энергетически значительно более выгоден, чем линейный. Если время нахождения транзистора в состоянии насыщения и отсечки одинаково, то средняя мощность, выделяемая в транзисторе, почти в 50 раз меньше, чем в

линейном режиме, хотя средний ток через нагрузку в обоих случаях одинаков. Поэтому применение ключевого режима является основным методом повышения энергетической эффективности в электронных устройствах. При расчете не учитываются коммутационные потери, возникающие при переключении ключа, однако они обычно не превышают 15...25 %. В связи с уменьшением потерь в ключевом режиме уменьшаются и теплоотводящие устройства (радиаторы), а следовательно, резко уменьшаются габариты и масса устройств.

Полевые транзисторы, МОП-транзисторы (металл-окиселполупроводник), а также БТИЗ (биполярные транзисторы с изолированным затвором – IGBT) наиболее перспективные приборы для работы в ключевом режиме.

#### 2.4. Тиристоры

#### 2.4.1. Структура и ВАХ тиристора

Тиристор (VS) имеет четырехслойную p-n-p-n-структуру с тремя выводами (рис. 2.9). Структуру тиристора можно представить в виде двух соединенных трехслойных структур: p-n-p и n-p-n, эквивалентных биполярным транзисторам VT1 и VT2.

Тиристор, как и вентиль, может пропускать большой ток только в одном (проводящем) направлении. Однако он отличается от неуправляемого вентиля тем, что перевод его в открытое состояние может осуществляться только при выполнении двух условий:

- 1) Полярность приложенного к тиристору напряжения прямая;
- 2) По цепи «управляющий электрод У катод К» протекает управляющий ток  $i_y$  (обычно в виде импульса) от отдельного источника управляющего напряжения (рис. 2.10).

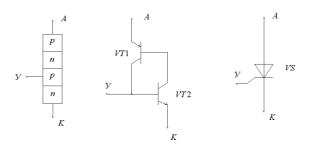


Рис. 2.9. Структура и обозначение тиристора

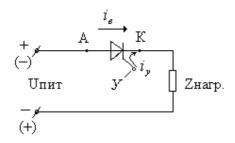


Рис. 2.10. Электрическая схема с тиристором

Тиристор – это полууправляемый прибор, потому что перевод тиристора в закрытое состояние по цепи управления невозможен. Для перевода тиристора в закрытое состояние необходимо снизить анодный ток  $(i_a)$  до величины, меньшей некоторого минимального значения, называемого *током удержания*. Чаще всего это достигается изменением полярности напряжения  $U_{\text{пит}}$ .

Определение. Ток запуска  $(I_3)$  — минимальный ток управляющего электрода, который переводит тиристор во включенное состояние при подаче прямой полярности напряжения на прибор (1...100 мA).

Определение. Ток включения ( $I_{\rm B}$ ) — минимальный прямой ток, необходимый для перехода прибора в открытое состояние (включение), при подаче управляющего импульса определенной амплитуды и длительности.

Ток включения  $I_{_{\rm B}}$  определяется при увеличении анодного тока прибора. Обычно  $I_{_{\rm B}}$  приближенно равен величине двух токов удержания (  $I_{_{\rm B}} \approx 2I_{_{_{\rm УДЕРЖ}}}$  ).

Определение. Ток утечки ( $I_{\rm yr}$ ) — ток, протекающий через прибор при разомкнутой цепи управляющего вывода при приложении к нему напряжения в прямом направлении.

На статической BAX идеализированного тиристора (рис. 2.11) видно, что тиристор может проводить ток в одном направлении, а в закрытом состоянии может выдерживать как прямое, так и обратное напряжение.

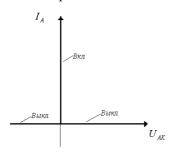


Рис. 2.11. Статическая ВАХ идеализированного тиристора

Рассмотрим более подробно реальные статические BAX обычного тиристора (рис. 2.12). Обратная ветвь вольтамперной характеристики ничем не отличается от обратной ветви вольтамперной характеристики неуправляемого вентиля.

Прямую ветвь рассмотрим при различных значениях тока управления  $i_{\rm v}$  :

1. Ток управления  $i_y=0$ . При этом изменение прямого напряжения в пределах от 0 до  $U_{\rm пер}$  приведет к протеканию по анодной цепи небольшого тока утечки  $i_{\rm yr}$ , соизмеримого по величине с обратным током  $i_{\rm обр.}$  При увеличении  $+U_{\rm в.пр.}$  до величины напряжения переключения  $(U_{\rm пер})$  ток утечки резко возрастает и в точке В становится равным току включения.

Тиристор переходит в открытое состояние. При этом величина его анодного тока  $(i_{\rm B})$  определяется параметрами внешней цепи. Поэтому необходимо всегда ограничивать прямой ток до допустимого значения с помощью величины нагрузки  $z_{\rm harp}$ .

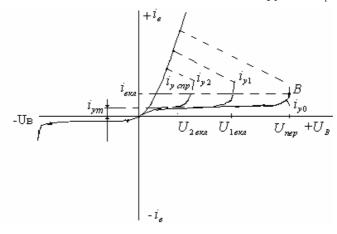


Рис. 2.12. Статические ВАХ реального тиристора

2. Ток управления  $i_{yl} \neq 0$ . Подача небольшого тока управления приводит к уменьшению  $U_{\rm вкл.}$  При увеличении значения тока управления будет уменьшаться значение напряжения, при котором происходит открывание тиристора. При некотором значении  $i_y$ , который называется *тиристора* оказывается подобной вольтамперной характеристика тиристора оказывается подобной вольтамперной характеристике неуправляемого вентиля: тиристор переходит в открытое состояние при малых значениях  $U_{\rm вкл}$ . На практике перевод тиристора в открытое состояние производят подачей кратковременных импульсов  $i_y$ , величина которых по уровню превышает ток спрямления.

Определение. Напряжение переключения  $(U_{\rm nep})$  — прямое напряжение, при котором тиристор переходит из закрытого состояния в открытое при разомкнутой цепи управляющего вывода.

#### Определение. Критическая скорость нарастания прямо-

го напряжения 
$$\left(\frac{dU}{dt}\right)_{\rm kp}$$
 — максимально допустимое значение

скорости нарастания прямого напряжения, при которой не происходит переключения прибора при заданном напряжении и разомкнутой цепи управляющего вывода.

Для снижения 
$$\left(\frac{dU}{dt}\right)$$
 (действительной) параллельно при-

бору включается R-C цепь (шунтируется R-C цепью).

### 2.4.2. Причины самопроизвольного включения тиристора

Необходимо отметить, что тиристор может самопроизвольно, без подачи управляющего импульса, перейти в открытое состояние, если:

- 1. К тиристору приложено очень большое напряжение  $U_{\mathit{VS}} \geq U_{\mathit{nev}}$  ;
- 2. Это напряжение нарастает очень резко  $(\frac{dU_e}{dt}) > (\frac{dU_e}{dt})_{\text{крит}}\,;$ 
  - 3. Велик уровень помех в цепи управляющего электрода.

При разработке преобразователей предусматривается защита от указанных явлений.

### 2.4.3. Параметры тиристоров

В качестве параметров у тиристоров рассматриваются ранее приведенные для силовых диодов следующие величины:

- предельный ток  $I_n(I_{FAVm})$ ;
- импульсное прямое напряжения  $U_{{\scriptscriptstyle FM}}$  ;
- пороговое напряжение  $U_0$ ;

- динамическое (дифференциальное) сопротивление прибора в открытом состоянии  $R_{\scriptscriptstyle \pi}$  ;
- повторяющееся напряжение  $(U_n)$  максимально допустимое мгновенное значение напряжения, которое каждый период может прикладываться к прибору в обратном  $(U_{\it RRM})$  или прямом закрытом  $(U_{\it DRM})$  направлениях.

Повторяющееся напряжение обычно является функцией схемы преобразователя (например, выбросы при восстановлении прямого или обратного напряжения после коммутации) и увеличивает мощность, выделяемую в приборе. По расчетному значению  $U_n$  выбирается класс прибора по напряжению. Если в конкретной схеме преобразователя регулярно повторяющиеся импульсные перенапряжения превышают расчетное значение  $U_n$ , эти импульсы необходимо снизить с помощью R-C цепей, включаемых параллельно вентилям.

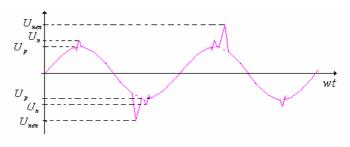


Рис. 2.20. Повторяющееся, неповторяющееся и рекомендуемое напряжение

• Неповторяющееся напряжение ( $U_{\mbox{\tiny HeII}}$ ) — максимально допустимое мгновенное значение любого неповторяющегося переходного напряжения, прикладываемого к прибору в обратном или прямом закрытом направлениях.

Неповторяющееся напряжение обычно определяется внешней по отношению к преобразователю причиной (например, грозовые или внутренние перенапряжения в питающей

сети переменного тока); предполагается, что его влияние полностью исчезает перед следующим прикладываемым извне перенапряжением.

- Рабочее напряжение  $(U_p)$  амплитудное значение напряжения синусоидальной формы, прикладываемого к прибору в обратном (прямом) направлении, при отсутствии повторяющихся и неповторяющихся напряжений.
- Ток рабочей перегрузки ( $I_{p.nep}$ ) ток нагрузки, длительное протекание которого вызвало бы превышение максимально допустимой температуры полупроводниковой структуры, но который ограничен по времени так, что превышения этой температуры не происходит. Число рабочих перегрузок по току за время срока службы прибора не ограничивается.

Примером тока рабочей перегрузки являются пульсации тока в классификационной схеме.

- Ток аварийной перегрузки ( $I_{\rm aв.nep}$ ) ток, протекание которого вызывает превышение максимально допустимой температуры полупроводниковой структуры, но воздействие которого предполагается лишь ограниченное число раз за время службы прибора как результат необычных (аварийных) условий работы схемы. При этом возможна временная потеря запирающих свойств прибора, что необходимо учитывать и принимать меры, исключающие повреждение прибора.
- Ударный ток ( $I_{y\partial}$ ) максимально допустимая амплитуда импульса аварийного тока синусоидальной формы длительностью 10 мс.

Этот ток в 15...30 раз превышает предельный ток  $I_n$ , но так как  $I_n$  — это среднее значение, то амплитудное значение предельного тока повышается всего в 7...10 раз. При коротких замыканиях в нагрузке или в случае выхода из строя силового элемента через исправные СПП протекает очень большой ток. Зная величину напряжения и омическое сопротивление цепи, по которой протекает ток короткого замыкания, можно заранее вычислить величины этого тока. На протяжении первой полу-

волны тока короткого замыкания защита не прерывает этот ток. Важно, чтобы первая полуволна тока короткого замыкания не вывела исправные вентили из строя.  $I_{\rm уд}$  — это ток первой полуволны. Этот параметр определяет амплитуду импульса аварийного тока, который не выводит исправный вентиль из строя.

• Ток удержания ( $I_{\rm удерж}$ ) — минимальный прямой ток через прибор при разомкнутой цепи управляющего вывода, при котором прибор еще находится в открытом состоянии.

Динамические параметры тиристора

• Критическая скорость нарастания прямого тока  $\left(\frac{dI}{dt}\right)_{\rm kp}$  — максимально допусти мое значение скорости нарас-

тания тока через прибор, не вызывающее необратимые процессы в полупроводниковой структуре и связанное с ними ухудшение электрических параметров при бора.

Для снижения  $\left(\frac{dI}{dt}\right)$  (действительной) в каждую фазу на-

пряжения питания последовательно включается индуктивность (воздушный реактор, т.е. без сердечника, чтобы не было его насыщения, иначе нет индуктивности).

- Время включения  $(t_{\rm BK})$  время от момента подачи управляющего импульса до момента снижения анодного напряжения на приборе до  $10\,\%$  начального значения при работе прибора на активную нагрузку.
- Время выключения  $(t_{\rm B})$  время от момента, когда прямой ток через прибор достиг своего нулевого значения, до момента, когда прибор способен выдерживать, не переключаясь, прикладываемое в прямом направлении напряжение.

Пояснение. Если снизить анодный ток до нуля и сразу подать прямое напряжение, то прибор не выключится. Должно пройти какое-то время, пока к прибору по-прежнему приложено обратное напряжение, чтобы он выключился.

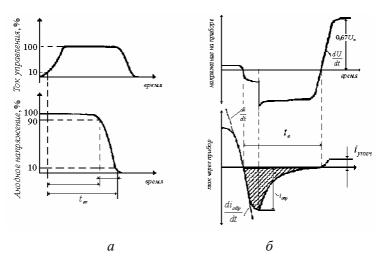


Рис. 2.13. Время включения (a), время выключения  $(\delta)$ 

#### 2.4.4. Способы выключения тиристоров

Среди способов выключения тиристоров принято различать *естественное* выключение и *принудительное* (искусственное). Естественное выключение происходит под воздействием переменного, обычно сетевого напряжения в момент спадания тока до нуля.

Способы принудительного выключения весьма разнообразны. Наиболее характерны для них следующие:

- подключение предварительно заряженного конденсатора (рис. 2.14, a);
- подключения L-C-цепи с предварительно заряженным конденсатором (рис. 2.14,  $\delta$ );
- использование колебательного характера переходного процесса в цепи нагрузки (рис. 2.14, *в*).

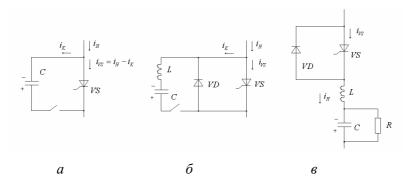


Рис. 2.14. Схемы принудительного выключения тиристора: a – с конденсатором;  $\delta$  – с конденсатором и L-C-цепью;  $\varepsilon$  – с колебательным контуром

### 2.4.5. Разновидности тиристоров

1. Диодные тиристоры (динисторы), без управляющего электрода, включаемые импульсом прямого напряжения (рис. 2.15, a).

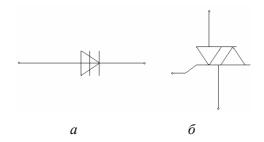


Рис. 2.15. Разновидности тиристоров: a — динистор,  $\delta$  — симистор

- 2. Объединенные конструктивно пары встречновключенных тиристоров (симисторы) (рис. 2.15,  $\delta$ ).
- 3. Оптотиристоры (оптроны, оптопары), управляемые световым потоком.

Оптрон – это прибор, состоящий из двух элементов (в одном корпусе): управляющего и управляемого, между которыми

имеется только оптическая связь. Последняя практически не чувствительна к изменениям электромагнитного поля, что позволяет использовать оптопары для развязки цепей и непрохождения от одной цепи к другой различного рода помех.

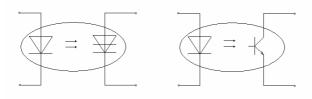


Рис. 2.16. Оптотиристоры

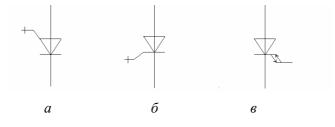
Управляющим элементом оптопары — источником света — обычно является арсенидогаллиевый светодиод, излучающий свет при токах (5-20)mA и напряжении (1,2-1,5)B.

В качестве управляемого элемента – приемника света – обычно используются фотодиоды, фототранзисторные и фототиристорные полупроводниковые приборы.

### 4. Запираемые тиристоры.

Неполная управляемость обычных (традиционных) тиристоров существенно снижает эффективность их применения. Для устранения этого недостатка созданы и продолжают разрабатываться тиристоры, запираемые сигналом, подаваемым на управляющий электрод. Обычно это короткие импульсы напряжения обратной полярности.

Производятся запираемые тиристоры (IGCT – Integreted Gate Commutated Thyristors) на токи до  $4500~\mathrm{A}$ , напряжение до  $6000~\mathrm{B}$ .



# Рис. 2.17. Запираемые тиристоры: a — анодного, $\delta$ , $\epsilon$ — катодного управления

Тиристоры только с управляемым включением называются однооперационными, тиристоры с управляемым включением и выключением – двухоперационными.

#### 3. ВЫПРЯМИТЕЛИ

# 3.1. Структурная схема выпрямительного устройства

Выпрямление – преобразования энергии переменного тока в энергию постоянного тока, подводимую к нагрузке.

В общем случае структурная схема выпрямительного устройства (рис. 3.1) содержит трансформатор Т, блок силовых полупроводниковых приборов – ключей (схема выпрямления) СВ, сглаживающий фильтр Ф и стабилизатор выпрямленного напряжения Ст. Трансформатор служит для изменения значения синусоидального напряжения сети ПЭС до необходимого уровня, которое затем выпрямляется. Сглаживающий фильтр уменьшает пульсации выпрямленного напряжения. Стабилизатор поддерживает неизменным напряжение на приемнике П при изменении напряжения сети. Отдельные узлы выпрямительного устройства, например трансформатор, могут отсутствовать, что зависит от условий работы.

В дальнейшем рассматриваются выпрямительные устройства без сглаживающего фильтра и стабилизатора.

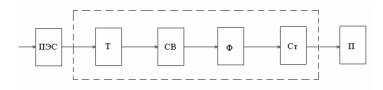


Рис. 3.1. Структурная схема выпрямительного устройства

При выпрямлении процессы определяются: техническими характеристиками источника переменного тока, видом электронного полупроводникового прибора и способом его управления, характером нагрузки на стороне постоянного тока.

При рассмотрении принципа выпрямления примем следующие основные допущения:

- на стороне переменного тока включен источник напряжения синусоидальной формы со стабильной частотой;
  - рассматриваются СПП с «идеальными» характеристиками;
- нагрузка представлена сосредоточенными элементами конкретного характера;
- ullet дополнительные потери в схеме выпрямления отсутствуют.

#### 3.2. Влияние вида нагрузки на процесс выпрямления

Для более детального представления зависимости процессов выпрямления от различных факторов рассмотрим простейшую схему (рис. 3.2).

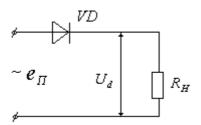


Рис. 3.2. Схема выпрямления с активной нагрузкой

Пусть нагрузка активная. Ток начинает протекать сразу же, как только к нему будет приложено прямое напряжение (один полупериод). Следующий полупериод вентиль находится в непроводящем состоянии. Ток в нагрузке повторяет форму входного напряжения на проводящем интервале вентиля. В результате в нагрузке появляются периодические однонаправленные токи, что свидетельствует о процессе выпрямления, т.е. появлении постоянной составляющей тока в цепи нагрузки (рис. 3.3).

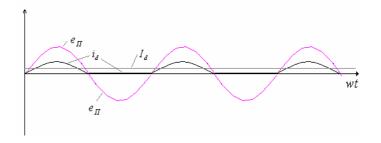


Рис. 3.3. Диаграмма напряжений и токов для однофазной схемы с активной нагрузкой

Если ввести в нагрузку, кроме резистора  $R_d$ , реактор с индуктивностью  $L_d$  (рис. 3.4), то ток будет продолжать протекать через вентиль и после прохождения  $u(\theta)$  через ноль. Это обусловлено тем, что в индуктивности в первом полупериоде будет накапливаться энергия, которая поддерживает протекание тока  $I_d$  после смены знака напряжения до момента, когда ток становится снова равным нулю.

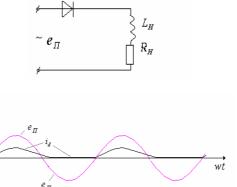
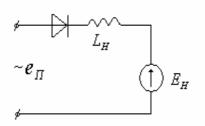


Рис. 3.4. Схема и диаграмма напряжений и токов для активно-индуктивной нагрузки

Практический интерес может представлять также нагрузка в виде источника ЭДС постоянного тока (рис. 3.5), включенная с обратной для вентильного ключа полярностью. Такие схемы выпрямления называются схемами с противоЭДС в цепи нагрузки.



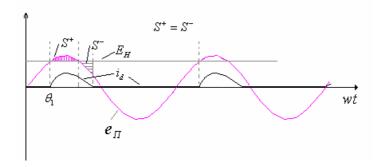


Рис. 3.5. Схема выпрямления с противоЭДС в цепи нагрузки и диаграмма напряжений и токов для однофазной схемы

В момент  $\theta=\theta_1$  напряжение на вентиле становится прямым, и он начинает проводить ток, направленный встречно источнику противоЭДС. При принятых допущениях подключение источника с напряжением  $u(\theta)$  к источнику противоЭДС может вызвать неограниченный рост тока  $I_d$ . Для ограничения этого тока в цепь постоянного тока включен реактор с индуктивностью  $L_d$ .

#### 3.3. Общая характеристика схем выпрямителей

Выпрямители обычно классифицируют:

- по мощности (маломощные, средней мощности, мощные):
- по напряжению (низкого, среднего и высокого напряжения);
- по числу фаз напряжения, подаваемого на схему выпрямления (однофазные, трехфазные, многофазные);
- по виду силовых электронных ключей;
- по схеме выпрямления.

#### 3.3.1. Однофазная однополупериодная схема

Эта схема рассмотрена в предыдущем разделе (рис. 3.6) и является самой простой, требует для своей реализации минимальное количество вентилей. Однако она обладает большим числом недостатков, и поэтому в электроприводе используется редко.

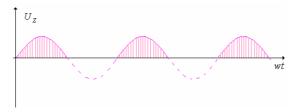


Рис. 3.6. Форма напряжения на нагрузке

Недостатки данной схемы:

- 1. В схеме имеют место повышенные пульсации напряжения и тока нагрузки вследствие низкой их частоты, равной частоте сети, а также, вследствие прерывистости напряжения и тока.
- 2. Схема загружает только одну из фаз трехфазной питающей сети, создавая тем самым асимметрию в загрузке фаз и, значит, асимметрию трехфазного питающего напряжения.

3. Схема создает асимметрию в загрузке «внутри» питающей фазы: работающая фаза загружается только в одну из полуволн питающего напряжения.

## 3.3.2. Однофазные двухполупериодные схемы выпрямления

Однофазная двухполупериодная схема со средней точкой (нулевым выводом) (рис. 3.7, 3.8).

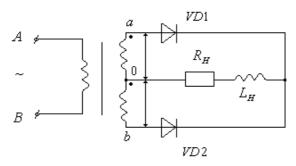


Рис. 3.7. Однофазная двухполупериодная схема выпрямления

Особенностью схемы является то, что вторичные полуобмотки трансформатора относительно его средней точки создают систему напряжений, сдвинутых относительно друг друга на  $\theta=\pi$  .

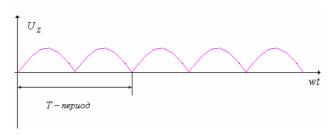


Рис. 3.8. Диаграмма напряжения на нагрузке в однофазных двухполупериодных схемах

Однофазная мостовая схема, также являющаяся схемой двухполупериодного выпрямления (3.9).

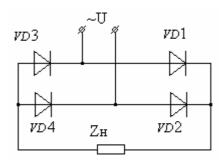


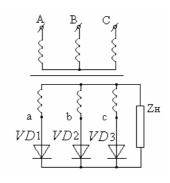
Рис. 3.9. Однофазная мостовая схема

Частота пульсаций выпрямленного напряжения на нагрузке здесь в два раза выше, чем в однополупериодной схеме. Соответственно, снижены пульсации тока. Но при использовании этой схемы загружается только одна из фаз трехфазной сети питающего напряжения, что также создает асимметрию напряжения. Однако «внутри» рабочей фазы асимметрии нет.

По данной схеме выполнен ряд серийно выпускаемых тиристорных преобразователей. Например, серии ЭТО, ПТО, БУВ и др.

## 3.3.3 Трехфазная нулевая схема выпрямления (однополупериодная)

Это трехфазная схема однополупериодного выпрямления. Частота пульсаций напряжения на нагрузке в схеме в три раза выше частоты сети. Поэтому имеет место дальнейшее (по сравнению с предыдущими схемами) снижение пульсаций тока нагрузки. В схеме обеспечивается равномерная загрузка фаз, но остается асимметрия «внутри» каждой фазы (в каждой фазе есть ток при одной полярности напряжения, и его нет при обратной). Это приводит к неудовлетворительному режиму работы питающего трансформатора, который в данной схеме обязателен.



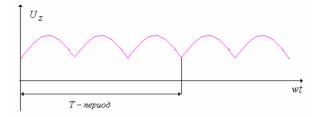


Рис. 3.10. Трехфазная нулевая схема и форма напряжения на нагрузке в трехфазной нулевой схеме

Необходимость питающего трансформатора обусловлена тем, что только при его наличии есть возможность подключить нагрузку к нулевой точке звезды на вторичной стороне.

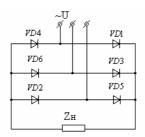
## 3.3.4. Трехфазная мостовая схема выпрямления

Схема (рис. 3.11) получила самое широкое распространение на практике и применяется как для преобразователей небольшой мощности, так и средней и даже большой мощности (до 12 000 кВт в серии АТ).

Эта схема характеризуется:

а) повышенной (шестикратной по отношению к частоте сети) частотой пульсаций напряжения и тока нагрузки. Но, как известно, чем выше частота пульсаций, тем легче она может быть сглажена известными методами;

б) возможностью подключения питающего напряжения как непосредственно от сети, так и через согласующий трансформатор;



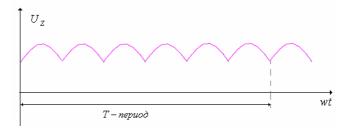


Рис. 3.11. Трехфазная мостовая схема и форма напряжения на нагрузке в трехфазной мостовой схеме

- в) минимальной мощностью (по сравнению с другими схемами) согласующего трансформатора;
- г) симметрией как в загрузке отдельных фаз, так и «внутри» каждой фазы;
- д) наилучшим использованием вентилей по напряжению, так как коэффициент  $K_U = \frac{U_{\text{обр max}}}{U_d}$  является самым маленьким из всех рассмотренных схем.

#### 3.4. Рабочие процессы вентильных преобразователей

Рассмотрение рабочих процессов выполним на примере трехфазной нулевой схемы. Эта схема очень удобна для изучения всех перечисленных вопросов. Она достаточно сложна,

чтобы на ее примере показать общие закономерности в процессах, происходящих в вентильных преобразователях постоянного тока и вместе с тем достаточно проста, чтобы эти закономерности не затемнялись какими-то особенностями более сложных схем. Эти особенности будут рассмотрены отдельно.

Рабочие процессы будем рассматривать на примере выпрямительного режима работы вентильного преобразователя и вида нагрузки, характерной для электропривода постоянного тока. Такой нагрузкой может быть якорь, или обмотка возбуждения электрической машины постоянного тока.

Следовательно, нагрузка может быть представлена активно- индуктивным сопротивлением ( $R_d$ ,  $L_d$ ) и источником противоЭДС ( $E_{\text{лв}}$ ). Последняя в частном случае может быть нулевой.

## 3.4.1. Неуправляемый выпрямитель при мгновенной коммутации

## 3.4.1.1. Принимаемые допущения при рассмотрении рабочего процесса

Рабочие процессы рассмотрим в трехфазной нулевой схеме (рис. 3.12) при следующих *допущениях*:

- 1) на стороне переменного тока включен источник напряжения синусоидальной формы со стабильной частотой;
- 2) неуправляемые вентили идеальные. Это значит, что при протекании через них тока в проводящем направлении их сопротивление считается равным нулю и, значит, падение напряжения на них отсутствует. При приложении к ним обратного напряжения их сопротивление считается бесконечно большим и, значит, обратный ток (  $i_{\text{обр}}$  ) считается равным нулю;
- 3) питающий трансформатор идеальный. (Активное сопротивление обмоток трансформатора равно нулю и, главное, индуктивность рассеяния первичных и вторичных обмоток трансформатора равна нулю.) Это значит, что токи в анодных цепях вентилей могут изменяться мгновенно, т.е. скачком;

4) ток нагрузки идеально сглажен. Это могло бы иметь место при бесконечно большой индуктивности в цепи нагрузки ( $\omega L_{\scriptscriptstyle H} = \infty$ ). При этом пульсирующая ЭДС преобразователя не будет вызывать пульсаций тока нагрузки.

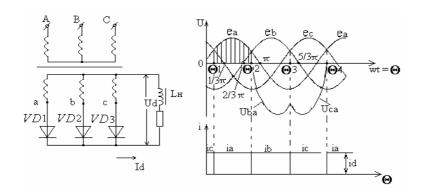


Рис. 3.12. Схема и диаграммы напряжений и токов трехфазного нулевого неуправляемого выпрямителя

Фазные ЭДС вторичных обмоток трансформатора представлены тремя синусоидами, сдвинутыми каждая относительно предыдущей на угол 120° (электрических).

Направление фазных ЭДС определяют в зависимости от их полярности по отношению к проводящему направлению вентилей.

Так, на интервале  $0 \le \Theta \le \pi$  ЭДС  $e_a$  имеет прямую полярность по отношению к вентилю VD1, на интервале  $(2/3)\pi \le \Theta \le (5/3)\pi$  ЭДС  $e_b$  имеет прямую полярность по отношению к вентилю VD2 и т.д.

На первом интервале фазная ЭДС  $e_a$ , а на втором интервале  $e_b$  положительны.

Рассмотрим состояние схемы на интервале  $\Theta_1 \le \Theta \le \Theta_2$ . Здесь ЭДС  $e_a$  имеет прямую полярность по отношению к VD1. Учитывая, что на этом интервале  $e_a > e_b$  и  $e_a > e_c$ , к вентилям

VD2 и VD3 приложены результирующие ЭДС обратной полярности и они заперты. Открыт и пропускает ток нагрузки только вентиль VD1.

При  $\Theta = \Theta_2 \ e_a = e_b$ , а при  $\Theta > \Theta_2 \ e_b > e_a$ . Начиная с этого момента, будет открыт вентиль VD2, ток нагрузки будет протекать по контуру фазы b, а к вентилям VD1 и VD3 будет приложено обратное напряжение, и они окажутся заперты.

Далее, аналогично написанному, ток нагрузки перейдет на фазу c, и процессы в схеме будут повторяться.

```
Таким образом, 
на интервале \Theta_1 \le \Theta \le \Theta_2 \ e_d = e_a, 
на интервале \Theta_2 \le \Theta \le \Theta_3 \ e_d = e_b, 
и на интервале \Theta_3 \le \Theta \le \Theta_4 \ e_d = e_c.
```

Мы видим, что ЭДС преобразователя изменяется по огибающей синусоид фазных ЭДС. Моменты, когда фазные ЭДС равны (моменты пересечения синусоид фазных ЭДС), носят название моментов (или точек) естественной коммутации. Сам же переход тока с вентиля предыдущей фазы на вентиль последующей фазы называется коммутацией. Таким образом, в неуправляемом выпрямителе с идеальным питающим трансформатором коммутация вентилей мгновенная и происходит в моменты естественной коммутации. Ток каждого из вентилей при указанных выше условиях и допущениях будет иметь форму прямоугольных импульсов угловой длительностью  $\lambda_{\text{нм}} = (2/3)\pi$ , чередующихся с паузами, длительностью  $\lambda_{\text{пауз}} = (4/3)\pi$ .

#### 3.4.1.2. Величина ЭДС неуправляемого выпрямителя

Как было показано выше, мгновенные значения ЭДС неуправляемого выпрямителя изменяются по огибающей фазных ЭДС.

Для определения среднего значения ЭДС выпрямителя  $(E_{d\theta})$  необходимо проинтегрировать функцию  $e_d(\Theta)$  на интервале повторяемости  $((2/3)\pi)$  и отнести результат к величине интервала. Выберем в качестве такого интервала  $\Theta_1 \le \Theta \le \Theta_2$ , на котором

$$e_d = e_a = e_{\text{d.max}} \sin \Theta , \qquad (3.1)$$

где  $e_{\phi,\max}$  – амплитудное значение фазной ЭДС на вторичной стороне трансформатора;  $\Theta$  – текущее значение электрического угла.

Тогда получим

$$E_{d0} = \frac{1}{2\pi / m_n} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_n}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m_n}} e_{\Phi,\text{max}} \sin \Theta d\Theta = \frac{m_n}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_n} e_{\Phi,\text{max}} =$$

$$= \sqrt{2} E_2 \frac{m_n}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_n},$$
(3.2)

где  $E_2$  — действующее значение вторичной ЭДС питающего трансформатора;  $m_n$  — пульсность выпрямленного напряжения — количество повторяющихся сегментов в форме выходного напряжения соответственно каждому циклу входного напряжения.

Величина пульсности связана с фазностью вентильных преобразователей формулой

$$m_n = mk_T \,, \tag{3.3}$$

где m — число фаз питающего трансформатора,  $k_{\scriptscriptstyle T}$  — число выпрямляемых полуволн схемы.

В трехфазной нулевой схеме  $k_{\scriptscriptstyle T}=1$ , во всех рассмотренных мостовых  $k_{\scriptscriptstyle T}=2$ .

Пределы интегрирования выбираются из следующих соображений: отсчет текущего значения угла  $\Theta$  осуществляется от точки пересечения синусоидой фазной ЭДС оси абсцисс при переходе этой ЭДС от отрицательной в положительную область, т.е. от точки «0». Отложив угол  $(\pi/2)$  как в нижнем, так и в верхнем пределе интегрирования мы оказываемся в точке амплитудного значения фазной ЭДС  $e_a$ . Нижний предел ин-

тегрирования — это точка естественной коммутации, совпадающая со значением угла  $\Theta_1$ . Для того чтобы выйти в эту точку, необходимо от точки амплитудного значения ЭДС  $e_a$  вернуться назад на угол  $(\pi/m_n)$ . Это значение «угла возврата» получается путем деления на два интервала повторяемости, т.е. угловой длительности работы соответствующей фазы. Указанный интервал повторяемости составляет угол  $\lambda = (2\pi/m_n)$ .

Верхний предел интегрирования получается путем прибавления к текущему значению угла, соответствующего точке амплитудного значения фазной ЭДС угла ( $\pi/m_n$ ).

# 3.4.1.3. Величина и характер изменения обратного напряжения на вентилях

Обратимся к диаграмме напряжения (рис. 3.12). Рассмотрим, как изменяется напряжение, прикладываемое к вентилю VD1.

На интервале  $\Theta_1 \le \Theta \le \Theta_2$  вентиль открыт, напряжение на нем равно нулю.

Начиная с момента  $\Theta=\Theta_2$ , к вентилю VD1 прикладывается обратное напряжение, изменяющееся, так как изменяется разность мгновенных значений ЭДС  $e_a$  и  $e_b$ . Эта разность есть не что иное, как линейное напряжение между фазами a и b. Указанное линейное напряжение прикладывается к вентилю VD1 в непроводящем направлении, т.е. является для него обратным напряжением. Это напряжение действует в интервале  $\Theta_2$ — $\Theta_3$ 

Начиная с момента  $\Theta_3$ , включается вентиль  $V\!D3$ , а вентиль  $V\!D2$  выключается. С этого момента к  $V\!D1$  прикладывается обратное напряжение  $U_{ca}$ .

Как видно из диаграммы напряжений, максимальное значение обратного напряжения на вентиле в трехфазной нулевой схеме равно амплитуде *линейного* напряжения на вторичной стороне питающего трансформатора:

$$U_{\text{ofp.max}} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{2\phi} = 2,45 \cdot U_{2\phi} = 2,09 E_{d0}.$$
 (3.4)

## 3.4.1.4. Токи вторичных и первичных обмоток питающего трансформатора

Ток, протекающий по вторичным обмоткам трансформатора под действием ЭДС этих обмоток, обусловливает величину тока в нагрузке  $I_d$ . Ток в нагрузке складывается из прямоугольных импульсов фазных токов и при принятых допущениях является идеально гладким. Интересно выяснить, какой ток, по форме и по величине, потребляется из питающей сети и протекает по первичным обмоткам питающего трансформатора. Это нужно знать для того, чтобы можно было ответить на вопрос, как влияет работа вентильного преобразователя на питающую сеть.

Рассмотрим эквивалентную схему неуправляемого вентильного преобразователя (выпрямителя), совмещенную с его питающим трансформатором (рис. 3.13).

Трансформатор включен по схеме звезда—звезда. Точками обозначены начала обмоток, а стрелками — положительное направление токов. Пренебрегая токами намагничивания трансформатора, ввиду их малости по сравнению с рабочими токами, и приняв для простоты  $k_{\rm Tp}=1$  ( $w_I=w_2$ ) (w — количество витков), напишем уравнения для магнитных контуров на основании 2-го закона Кирхгофа для магнитных цепей. Для этого обозначим два магнитных контура I и II. Обходить контур будем по направлению, указанному стрелкой. Условимся, что если ток совпадает по направлению с направлением обхода, он берется в уравнении со знаком «+», если не совпадает — со знаком «-». В соответствии со 2-м законом Кирхгофа сумма токов в каждом замкнутом магнитном контуре должна быть равна нулю.

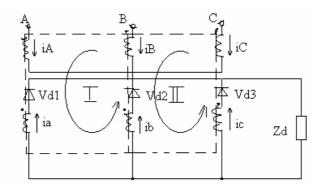


Рис. 3.13. Эквивалентная схема неуправляемого выпрямителя

Кроме того, в соответствии с 1-м законом Кирхгофа сумма всех трех токов первичных обмоток трансформатора равняется нулю. На основании этих законов запишем систему уравнений:

$$i_A - i_a + i_b - i_B = 0,$$
  
 $i_B - i_b + i_c - i_C = 0,$   
 $i_A + i_B + i_C = 0.$  (3.5)

В этой системе шесть неизвестных: три значения первичных токов и три — вторичных. Однако вторичные токи могут быть определены из условий работы схемы. Так, для интервала  $\Theta_1 \le \Theta \le \Theta_2$  можно записать:

$$i_a = I_d; i_b = i_c = 0.$$
 (3.6)

Тогда, решая систему, находим значения первичных токов:

$$i_A = (2/3) I_d$$
;  $i_B = i_C = -(1/3) I_d$ . (3.7)

Аналогично, для интервала  $\Theta_2 \le \Theta \le \Theta_3$  можно найти:

$$i_B = (2/3) I_d$$
;  $i_A = i_C = -(1/3) I_d$ . (3.8)

Для интервала  $\Theta_3 \le \Theta \le \Theta_4$ :

$$i_C = (2/3) I_d$$
;  $i_A = i_B = -(1/3) I_d$ . (3.9)

При принятых условиях и допущениях ( $k_{\rm rp} = 1$ , трансформатор и вентили идеальные) диаграммы токов во всех обмотках трансформатора выглядят так, как на рис. 3.13.

При  $\kappa_{\rm Tp} > 1$  (( $w_l/w_2$ ) >1) первичные токи будут в  $k_{\rm Tp}$  раз меньше, чем те, которые определены по полученным формулам. Так, для интервала  $\Theta_1 \le \Theta \le \Theta_2$   $i_A = (1/k_{\rm Tp})(2/3) I_d$  и т.д.

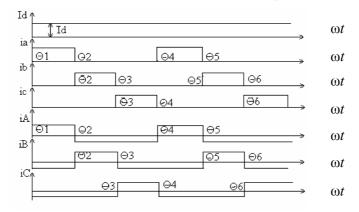


Рис. 3.13. Форма первичных и вторичных токов в трехфазной нулевой схеме выпрямления

В других схемах преобразователей форма первичных токов отличается от рассмотренного выше.

Так, в трехфазной мостовой схеме форма первичного тока симметрична относительно нулевого значения и имеет следующий вид (рис. 3.14).

Существует закономерность: чем ближе форма первичного тока питающего трансформатора к синусоиде, тем выше энергетические показатели схемы.

Существуют и используются схемы преобразователей с более высокими частотами пульсаций: двенадцатипульсные, двадцатичетырехпульсные и даже сорокавосьмипульсные. В них первичный ток по форме еще больше приближается к синусоиде.

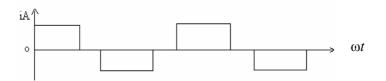


Рис. 3.14. Форма первичных токов в трехфазной мостовой схеме выпрямления

Суммарная намагничивающая сила по каждому из стержней в данной схеме оказывается отличной от нуля. Так, например, в стержне фазы A действует намагничивающая сила на интервале  $\Theta_1 \le \Theta \le \Theta_2$ :

$$F_A = (i_a - i_A)w = (I_d - (2/3) I_d)w = (1/3)w I_d,$$
 (3.10)

на интервале  $\Theta_2$ ≤  $\Theta$ ≤  $\Theta_4$ 

$$F_A = (i_a - i_A)w = (0 - (-1/3)I_d)w = (1/3)wI_d$$
(3.11)

Аналогичное наблюдается в других стержнях трансформатора. Таким образом, характерной особенностью трехфазной нулевой схемы является наличие нескомпенсированных намагничивающих сил и вызванных ими потоков вынужденного намагничивания. Эти потоки замыкаются частично по сердечнику, по стальной арматуре трансформатора, частично по воздуху и при больших токах нагрузки могут привести к насыщению магнитопровода. Для избежания этого приходится завышать сечение магнитопровода и тем самым утяжелять трансформатор. Это является причиной того, что трехфазная нулевая схема в практике применяется нечасто и только для небольшой мощности электропривода. Поток вынужденного намагничивания возникает и при соединении первичных обмоток трансформатора по схеме «треугольник».

## 3.4.2. Тиристорный преобразователь при мановенной коммутации

3.4.2.1. Угол управления преобразователем

Рабочие процессы рассмотрим в трехфазной нулевой схеме при допущениях, перечисленных в п. 3.4.1.1.

Как было показано, неуправляемый выпрямитель может обеспечить только одно значение ЭДС на выходе ( $E_{d0}$ ), т.е. максимально возможное в схеме. Для получения возможности регулирования величины ЭДС преобразователь выполняют управляемым, включая вместо неуправляемых вентилей тиристоры.

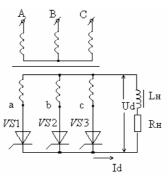


Рис. 3.15. Схема трехфазного нулевого ТП

Естественно, при этом необходимо организовать систему управления тиристорами, однако, на начальном этапе рассмотрения работы управляемого преобразователя, будем предполагать, что включение тиристоров, т.е. подачу на их управляющие электроды импульсов, мы можем обеспечить в любой желательный для нас момент времени.

Если управляющие импульсы подавать на управляющие электроды тиристоров в моменты естественной коммутации, то получим так же, как и при неуправляемых вентилях, максимально возможную ЭДС  $E_{d0}$ . Регулирование ЭДС в сторону ее снижения осуществляется за счет задержки включения тиристоров относительно момента естественной коммутации. Величину этой задержки характеризует угол управления тиристорами преобразователя, обозначаемый в литературе буквой  $\alpha$ .

Угол управления преобразователем  $\alpha$  — это угол, выраженный в электрических градусах, отсчитываемый от точки естественной коммутации двух чередующихся фаз до момента включения тиристора последующей фазы.

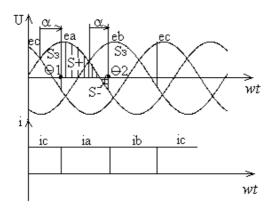


Рис. 3.16. Диаграмма напряжений и токов трехфазного нулевого ТП

Пусть управляющий импульс на тиристор VS1 подан в момент  $\Theta = \Theta_1$ . Обратим внимание на то, что к моменту подачи управляющего импульса на VS1 ток в фазе c протекает встречно с фазной ЭДС за счет энергии, накопленной в индуктивности нагрузки рабочим током. Подача управляющего импульса на VS1 включает его, а тиристор VS3 — выключается. Далее при  $\Theta = \Theta_2$  с тем же углом задержки  $\alpha$  подается управляющий импульс на VS2 и ток с фазы a коммутируется на фазу a и т.д.

На рис. 3.16 показана форма ЭДС преобразователя. Ниже показаны токи, протекающие по фазным обмоткам трансформатора в предположении идеальной сглаженности тока  $I_d$  и мгновенной коммутации фазных токов с предыдущей на последующую фазу.

Анализ диаграммы напряжения показывает:

- а) чем больше угол  $\alpha$ , т.е. чем больше задержка управляющих импульсов, тем меньше ЭДС преобразователя  $E_d$ ;
- б) ЭДС преобразователя при  $\alpha > 30^{\circ}$  содержит участки как положительных (S+), так и отрицательных (S-) значений вольт-секундных площадок. С увеличением угла  $\alpha$  (S+) уменьшаются, а (S-) увеличиваются;
- в) импульсы фазных токов трансформатора, сохраняя прямоугольную форму, смещаются в сторону отставания на величину угла  $\alpha$  по отношению к точке естественной коммутации.

# 3.4.2.2. Величина ЭДС тиристорного преобразователя

Принцип, используемый при определении среднего значения ЭДС на выходе тиристорного преобразователя, тот же, что был использован при определении среднего значения ЭДС неуправляемого преобразователя. Заключается он в том, что определяется площадь, заключенная между кривой, отражающей функцию изменения фазной ЭДС, и осью абсцисс. Эта вольтсекундная площадь, с учетом ее знака, определяется в пределах интервала повторяемости, как определенный интеграл, нижний и верхний пределы которого соответствуют границам интервала повторяемости. Взяв отношение вычисленной площади к длине интервала повторяемости, вычисляется среднее значение ЭДС тиристорного преобразователя для интересующей нас величины  $\alpha$ :

$$E_{d} = \frac{1}{2\pi / m_{n}} = \frac{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m_{n}} + \alpha}{\int_{-\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_{n}} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_{n}} + \alpha}} e_{\phi \max} \sin \Theta d\Theta =$$

$$= \frac{m_{n}}{2\pi} e_{\phi \max} \left| -\cos \Theta \right| = E_{d0} \cos \alpha$$
(3.12)

Таким образом, выявлена очень простая зависимость, связывающая величину средней выпрямленной ЭДС на выходе тиристорного преобразователя  $E_d$  и величину максимально возможной ЭДС этого ТП  $E_{d0}$  с углом управления  $\alpha$  ,

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha . \tag{3.13}$$

Ее графическое представление называют регулировочной характеристикой ТП (рис. 3.17, *a*).

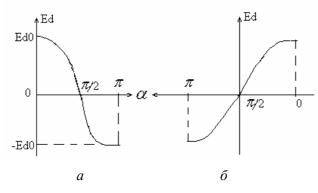


Рис. 3.17. Регулировочная характеристика ТП

Иногда угол  $\alpha$  на оси абсцисс откладывается иначе (рис. 3.17,  $\delta$ ). Иногда на оси абсцисс откладывается некоторая другая переменная, связанная с  $\alpha$  линейной или нелинейной зависимостью. Этот вопрос будет рассмотрен при изложении систем управления ТП.

#### Задача 3.1

В трехфазном мостовом ТП вторичное напряжение питающего трансформатора  $U_2$  = 110B . Тиристорный преобразователь работает при  $\alpha$  = 30° . Определите  $E_d$  .

#### Задача 3.2

В трехфазной нулевой схеме ТП вторичное напряжение питающего трансформатора  $U_2 = 210 B$  , а напряжение на на-

грузке должно быть постоянным и равным 100 В. Каким должен быть угол управления  $\alpha$ ?

#### Задача 3.3

При регулировании напряжения в трехфазной нулевой схеме положительная вольт-секундная площадь уменьшилась на  $\frac{1}{3}$  относительно площади  $S_{\max}$ , соответствующей  $E_{d0}$ . Отрицательная вольт-секундная площадь составила  $0,1665\,S_{\max}$ . Определите угол  $\alpha$ .

## 3.4.3. Коммутация токов в фазах питающего трансформатора ТП при переключении вентилей

Ранее процесс перехода тока с одной фазы трансформатора на другую рассматривался как мгновенный. Это было обусловлено принятыми допущениями. В реальных схемах из-за наличия в цепях переменного тока индуктивных сопротивлений, в частности индуктивных сопротивлений обмоток трансформатора, процесс коммутации имеет определенную длительность. Индуктивные сопротивления обмоток трансформатора, обусловленные потоками рассеяния в магнитной системе, определяются из опыта короткого замыкания трансформатора и в расчетах учитываются в виде общей индуктивности  $L_s$ , представляющей собой суммарную индуктивность рассеяния вторичной обмотки и приведенную к ней индуктивность первичной обмотки. Влияние на процесс коммутации активных сопротивлений обмоток трансформатора учитывать не будем из-за незначительности этого влияния.

По-прежнему выпрямленный ток считаем идеально сглаженным ( $\omega L_{\scriptscriptstyle H} = \infty$ ). На рис. 3.18 представлена эквивалентная схема трехфазного нулевого выпрямителя и диаграммы напряжений и токов, поясняющие процесс коммутации токов.

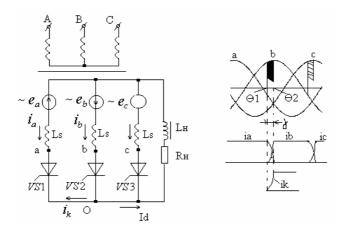


Рис. 3.18. Эквивалентная схема трехфазного нулевого выпрямителя

Индуктивные сопротивления обмоток учтены введением в схему индуктивностей  $L_s$ . Предположим, что в проводящем состоянии находится вентиль VS1. В момент  $\Theta1$  поступает включающий импульс на вентиль VS2. Поскольку потенциал анода вентиля в этот момент положителен относительно катода, вентиль включается.

Начиная с момента  $\Theta1$ , оба тиристора включены и две фазы  $(a\ u\ b)$  вторичной обмотки трансформатора оказываются замкнутыми через них накоротко. Под воздействием ЭДС обмоток этих фаз  $(e_a\ u\ e_b)$  в короткозамкнутой цепи (контура коммутации) появляется ток короткого замыкания  $i_k$ , который является коммутирующим током.

Нужно отметить, что через вентиль VS1 фазы a ток  $i_k$  протекает в непроводящем направлении. Такое возможно, так как вентиль VS1 смещен прямым током  $I_d$ , протекавшем через него до начала коммутации. Ток  $i_k$  направлен от фазы b с большим потенциалом к фазе a с меньшим потенциалом. Учитывая, что выпрямленный ток  $I_d$  при  $\omega L_n = \infty$  в интервале коммутации остается неизменным, можно, согласно первому закону Кирхгофа для точки  $\theta$  записать:

$$i_a + i_b + I_d = 0 ag{3.14}$$

или с учетом направления токов:

$$i_a + i_b = I_d = \text{const.} \tag{3.15}$$

Последнее уравнение справедливо для любого момента интервала коммутации. Пока ток проводит только вентиль VS1, получаем  $i_a=I_d$  и  $i_b=0$ . На интервале одновременной проводимости вентилей VS1 и VS2 (интервал коммутации тока с фазы a на фазу b)

$$i_a = I_d - i_k \,. \tag{3.16}$$

Ток  $i_a$  уменьшается из-за направленного встречно тока коммутации. Ток фазы, вступающей в работу,

$$i_b = i_k . (3.17)$$

Когда коммутация закончится и ток будет проводить только вентиль VS2 , получим:

$$i_b = I_d,$$

$$i_a = 0.$$
(3.18)

Из рис. 3.18 видно, что в интервале от  $\Theta_1$  до  $\Theta_2$  ток  $i_b$  плавно увеличивается, а  $i_a$  — уменьшается. Когда ток  $i_b$  станет равным  $I_d$ , а ток  $i_a$  снизится до нуля, вентиль VS1 выключится, и ток нагрузки будет продолжать протекать только через вентиль VS2.

Этот ток можно в любой момент интервала коммутации  $(\Theta 2 - \Theta 1)$  определить по формуле

$$i_k = \frac{U_{2m}}{2X_s} (\cos \alpha + \cos(\alpha + \Theta)), \qquad (3.19)$$

где 
$$X_s = wL_s$$
, (3.20)

 $U_{2m}$  – амплитудное значение линейного напряжения между коммутируемыми фазами,

 $\alpha$  – угол управления.

Длительность интервала коммутации характеризуется *углом коммутации* у, который может быть определен из следующего уравнения (для трехфазной нулевой и трехфазной мостовой схем):

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2I_d \cdot X_s}{\sqrt{6}U_2}.$$
 (3.21)

Обозначив угол коммутации  $\gamma$  при угле управления  $\alpha = 0$  через  $\gamma_0$ , можно записать:

$$1 - \cos \gamma_0 = \frac{2I_d \cdot X_s}{\sqrt{6U_2}}.$$
 (3.22)

Подставляя в исходное уравнение значение  $\gamma_0$ , получаем

$$\gamma = \arccos(\cos\alpha + \cos\gamma_0 - 1) - \alpha \tag{3.23}$$

Согласно последней формуле с ростом угла  $\alpha$  (в пределах  $0<\alpha<90^\circ$ ) уменьшается угол коммутации  $\gamma$ . Физическая сущность этого явления состоит в том, что с увеличением угла  $\alpha$  (в указанных пределах) растет напряжение, под действием которого возрастает ток  $i_k$  в контуре коммутации, и, следовательно, до значения  $I_d$  он нарастает быстрее.

При дальнейшем росте угла  $\alpha$  (90°< $\alpha$ <180°) угол коммутации увеличивается.

Процесс коммутации оказывает непосредственное влияние на выпрямленное напряжение  $U_d$  ( $E_d$ ). Это связано с тем, что при изменении фазных токов в зоне коммутации в индуктивностях  $L_s$  обмоток трансформатора появляются ЭДС самоиндукции. В выходящей из работы фазе ЭДС самоиндукции складывается с ЭДС  $e_a$ . Во вступающей в работу фазе ЭДС самоиндукции вычитается из  $e_b$ . Таким образом, с учетом действия ЭДС самоиндукции мгновенное значение выпрямленного напряжения на интервале коммутации тока равно полусумме ЭДС коммутируемых фаз,

$$e_d = \frac{e_a + e_b}{2} \tag{3.24}$$

где  $e_a$  и  $e_b$  — мгновенные значения фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора.

Так как в зоне коммутации мгновенное значение выпрямленного напряжения снижается, по сравнению с мгновенной коммутацией, происходит уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения. Величина уменьшения определяется выражением:

$$\Delta U_{\kappa} = \frac{3}{2\pi} \int_{\Omega}^{\Omega + \gamma} e_{2\Phi \max} \sin \Theta d\Theta$$
 (3.25)

где  $e_{2\phi max}$  — амплитудное значение фазной ЭДС вторичной обмотки трансформатора;

Из (3.21), (3.22), и (3.25) можно получить

$$\Delta U_{\kappa} = \frac{I_d \cdot X_s \cdot m_n}{2\pi} \tag{3.26}$$

Анализируя последнюю формулу, мы видим, что от двух первых множителей, стоящих в числителе, зависит ширина заштрихованной на диаграмме площадки. От значения третьего множителя  $(m_n)$  зависит количество этих площадок, приходящихся на период переменного напряжения  $(2\pi)$ .

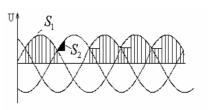
В завершение рассмотрения процесса коммутации фазных токов обратим внимание на то, что коммутационное снижение средней величины выпрямленного напряжения не зависит от действующего значения переменного напряжения на вторичных обмотках питающего трансформатора, а также от величины угла управления  $\alpha$ . Оно зависит только от трех величин, входящих в формулу (3.26).

#### Задача 3.4

В однофазной двухполупериодной мостовой схеме ТП-1 при токе  $I_{d1}$   $\Delta U_{k1} = 5B$  . Другая схема ТП-2 — трехфазная мостовая, в ней  $X_{\text{тр2}} = 2X_{\text{тр1}}$   $I_{d2} = 0,5I_{d1}$  . Определите  $\Delta U_{k2}$  .

#### Задача 3.5

Определите величину выпрямленного напряжения, если площадь  $S_1 = 450\,,\,\,$  а  $S_2 = 50\,.$ 



#### Задача 3.6

Для трехфазной нулевой схемы ТП известно:  $E_{d0} = 230~B~\alpha = 30^\circ~\gamma = 30^\circ~.~$  Определить  $\Delta U_{_k}$  , используя диаграмму напряжений.

# 3.4.4. Внешние характеристики тиристорных преобразователей

Внешней характеристикой ТП называется зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения тока нагрузки при неизменной величине угла управления  $\alpha$ .

Внешняя характеристика определяется внутренним сопротивлением преобразователя, которое приводит к снижению выпрямленного напряжения с ростом нагрузки.

Снижение напряжения обусловлено тремя факторами:

- 1) коммутационным падением напряжения ( $\Delta U_{k}$ ),
- 2) падением напряжения в активных сопротивлениях цепей преобразователя, по которым протекают токи (  $\Delta U_{\scriptscriptstyle R}$  ),
  - 3) падением напряжения в вентилях ( $\Delta U_{_{\it B}}$ ).

Соответственно внешнюю характеристику ТП (при  $\omega L_{\scriptscriptstyle H} = \infty$ ) (рис. 3.19) можно описать в виде следующего уравнения:

$$U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha - \Delta U_k - \Delta U_R - \Delta U_g. \tag{3.27}$$

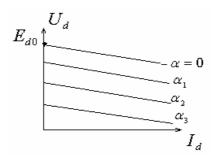


Рис. 3.19. Внешняя характеристика трехфазного нулевого TП

В зависимости от мощности выпрямителя влияние активных и реактивных элементов схемы в этом процессе различно. Обычно в маломощных выпрямителях преобладает влияние активного сопротивления обмоток трансформатора, а в мощных – индуктивного сопротивления.

Следует отметить, что при значениях тока нагрузки, не превышающих номинальных, внутреннее падение напряжения ТП (при  $\alpha=0$ ), как правило, составляет не более 10–20% напряжения  $E_{d0}$ . Однако при перегрузках и режимах, близких к короткому замыканию, становится существенным влияние внутренних сопротивлений схемы.

Но следует учитывать, что внешние характеристики ТП меняют свой вид при малых токах нагрузки.

Рассмотрим физические процессы для режимов непрерывных и прерывистых токов при работе ТП на якорь двигателя постоянного тока. Нагрузка в этом случае представляется как нагрузка с противо-ЭДС, имеющая также активное сопротивление  $R_H$  и индуктивное сопротивление  $X_H = wL_H$ . На рис. 3.20 изображена схема трехфазного нулевого ТП, работающего на якорь двигателя постоянного тока (ДПТ).

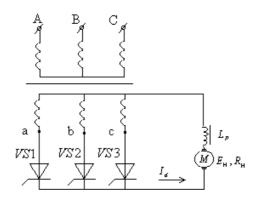


Рис. 3.20. Схема трехфазного нулевого ТП, работающего на якорь ДПТ

Для увеличения индуктивного сопротивления нагрузки часто последовательно с якорем ДПТ включают сглаживающий реактор  $L_{\rm P}$ , назначение которого — сглаживание тока якоря двигателя.

Для мгновенных значений напряжения якорной цепи при отсутствии перекрытия вентилей ( $\gamma = 0$ ) справедливо уравнение:

$$e_2 - E_{\mathfrak{A}} = i \cdot R_{\mathfrak{A}.\mathfrak{u}} + L \frac{di}{dt} + \Delta U_{\mathfrak{B}}, \tag{3.28}$$

где  $R_{\text{я.ц.}} = R_{\text{я}} + R_{\text{тр}} + R_{\text{р}},$ 

 $L = L_{\rm s} + L_{\rm rp} + L_{\rm p},$ 

 $\Delta U_{\scriptscriptstyle \rm B}$  – падение напряжения в вентилях,

 $e_2$  и i — мгновенные значения вторичной ЭДС трансформатора и тока,

 $E_{\rm s}$  – ЭДС якоря двигателя.

В выражении (3.28) ЭДС трансформатора изменяется по синусоидальному закону. ЭДС двигателя в установившемся режиме из-за инерционности вращающихся масс не может заметно измениться за время интервала пульсаций и считается постоянной. При этом разность ЭДС, стоящая в левой части уравнения, в какие-то моменты положительна, а в некоторые

моменты оказывается отрицательной. Однако при больших токах в индуктивностях якорной цепи запасается такое количество электромагнитной энергии, которого достаточно для поддержания тока прежнего направления в промежутках времени, когда  $(e_2-E_{\rm s})<0$  и даже на протяжении части отрицательной полуволны напряжения трансформатора, когда  $e_2<0$ . Ток в анодной цепи вентиля поддерживается за счет ЭДС самоиндукции  $(L\frac{di}{dt})$  при убывании тока (рис. 3.21). Поэтому при достаточно больших значениях индуктивности и тока последний не прерывается, и выпрямленная ЭДС преобразователя определяется средним значением ЭДС трансформатора за интервал повторяемости выпрямленной ЭДС  $(T_n=2\pi/m_n)$ .

Режим работы ТП при малых токах нагрузки встречается достаточно часто. Имеется много электроприводов, обслуживающих механизмы с пульсирующим либо знакопеременным моментом, или требующим частого изменения направления вращения, т.е. реверса механизма. Во всех этих случаях ток снижается до нуля или даже изменяет свое направление. Для выполнения таких функций используются реверсивные ТП, состоящие из двух преобразователей, позволяющих изменять направление тока. При этом ТП часто работает с малыми токами, имеющими иногда нулевое значение. В таком случае внешние характеристики ТП меняют свой вид, так как здесь в действие вступают совсем другие соотношения, которые описывают другие физические процессы.

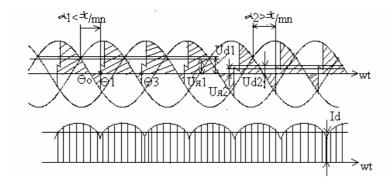


Рис. 3.21. Работа ТП в зоне непрерывных токов

Уравнение (3.27) справедливо лишь тогда, когда ток в нагрузке протекает непрерывно. Непрерывность тока имеет место при любых его значениях, если принято, что индуктивность  $L_n$  в цепи выпрямленного тока бесконечно большая.

Но реальная индуктивность нагрузки не только не в состоянии идеально сгладить выпрямленный ток, но она даже не может обеспечить его непрерывность. Если  $L_{\rm H}$  имеет конечную величину, то непрерывное протекание тока возможно лишь при превышении последним некоторого граничного значения  $I_{d \ \rm rp.}$ . Величина последнего может быть подсчитана по приближенному уравнению

$$I_{d.rp} = \frac{E_{d0}}{X_{H} + X_{D}^{*} + X_{D}} \left( 1 - \frac{\pi}{m_{n}} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m_{n}} \right) \sin \alpha$$
 (3.29)

Здесь  $X_{_{Tp}}$ ,  $X_{_{H}}$  и  $X_{_{p}}$  – приведенное ко вторичной обмотке индуктивное сопротивление трансформатора, индуктивные сопротивления нагрузки и сглаживающего реактора соответственно.

При малых нагрузках (рис. 3.22) ток под действием противо-ЭДС двигателя снижается до нуля (момент  $\Theta_2$ ) раньше момента включения последующего вентиля. В результате ток

через якорь при малых нагрузках на валу двигателя проходит не непрерывно, а отдельными импульсами.

В режиме прерывистых токов выражение (3.28) справедливо только для интервалов времени, в течение которых ток проходит по цепи якоря. В промежутках между импульсами тока вращение якоря поддерживается за счет механической энергии вращающихся масс, а напряжение на выходных клеммах преобразователя равно ЭДС якоря двигателя ( $E_{\rm g}$ ).

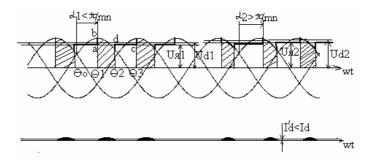


Рис. 3.22. Работа ТП в зоне прерывистых токов

Этим объясняется тот факт, что в режиме прерывистого тока среднее значение выпрямленного напряжения, измеряемого на нагрузке и определяемое площадью между кривой *abcde* и осью абсцисс, деленной на интервал повторяемости, по мере снижения нагрузки *резко возрастает*. Чем меньше ток, тем раньше наступит его прерывание, и тем выше оказывается среднее выпрямленное напряжение. В результате этого крутизна внешних характеристик ТП при малых нагрузках резко возрастает.

В соответствии с рис. 3.22 в режиме прерывистого тока среднее значение выпрямленного напряжения на зажимах двигателя определится выражением:

$$E_{d} = \frac{1}{2\pi / m_{n}} \int_{\Omega}^{\Omega + (\Theta_{2} - \Theta_{1})} e_{2\Phi_{\max}} \sin \Theta d\Theta + \int_{\Theta_{2}}^{\Omega + 2\pi / m_{n}} E \square d\Theta, \quad (3.30)$$

где  $e_{2\phi \rm max}$  — амплитудное значение фазной ЭДС вторичной обмотки трансформатора;  $\Theta_1$  и  $\Theta_2$  — соответственно углы включения и выключения вентилей, отсчитываемые от начала синусоиды линейной ЭДС трансформатора.

Выражение  $E_d=E_{d0}\cos\alpha$  получается из (3.30) как частный случай, если положить  $\lambda=2\pi/m_n$ , где  $\lambda$  – интервал проводимости вентиля.

В режиме непрерывных токов, когда  $\lambda = 2\pi/m_n$  имеет место однозначное соответствие между  $E_d$  и  $\angle \alpha$ . В режиме прерывистого тока среднее выпрямленное напряжение на двигателе зависит не только от величины ЭДС трансформатора  $e_2$  и угла управления преобразователя  $\alpha$ , но также от величины тока, т.е. от величины момента нагрузки на валу двигателя и индуктивности цепи якоря двигателя. Аналитического выражения для внешних характеристик в области прерывистого тока в явном виде получить нельзя, так как напряжение и ток связаны трансцендентными уравнениями. Тем не менее существуют приближенные методы расчета внешних характеристик в области прерывистого тока.

На рис. 3.23 изображены внешние характеристики трехфазного нулевого ТП, работающего на якорь ДТП.

Линейная часть внешних характеристик — это зона непрерывных токов ТП. Нелинейная часть — зона прерывистых токов. Они отделены друг от друга величиной граничных токов — точкой пересечения внешних характеристик с эллипсом, определяющим значения граничных токов.

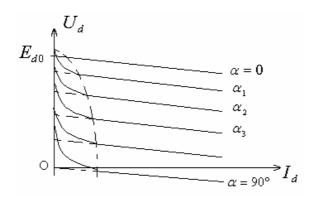


Рис. 3.23. Внешние характеристики ТП с учетом режима прерывистых токов

Причины нелинейного роста напряжения при снижении тока следующие:

- 1) влияние ЭДС нагрузки в интервале выключенного состояния вентилей  $T\Pi$ ;
- 2) быстрый рост ЭДС двигателя, когда момент сопротивления его вращению становится очень малым.

### 4. ВЕДОМЫЕ СЕТЬЮ ИНВЕРТОРЫ

Инвертированием называется процесс преобразования электрической энергии постоянного тока в энергию переменного тока.

Термин «инвертирование» происходит от латинского *inversio* – переворачивание, перестановка. Впервые этот термин в преобразовательной технике был применен для обозначения процесса, обратного выпрямлению, при котором поток энергии изменяет свое направление на обратное и поступает от источника постоянного тока в сеть переменного тока. Такой режим был назван в противоположность выпрямительному режиму инверторным, а преобразователь, осуществляющий процесс передачи энергии от источника постоянного тока в сеть переменного тока, — инвертором. Поскольку электрические параметры преобразователя на стороне переменного тока (частота переменного тока, действующее значение напряжения) в этом случае полностью определяются параметрами сети, то такой инвертор называют зависимым или ведомым сетью.

Исторически термин «инвертор» в преобразовательной технике распространился на все виды статических преобразователей электрической энергии постоянного тока в переменный.

#### 4.1. Источник и приемник энергии постоянного тока

Для рассмотрения и выяснения признаков источника и приемника электрической энергии рассмотрим работу электромашинной системы, используемой на подъемных установках, например шахтных подъемников (рис. 4.1).

Иногда на шахтах возникает необходимость выполнить так называемую операцию «перегон порожних подъемных сосудов». В исходном состоянии правый подъемный сосуд находится в верхнем положении, левый — в нижнем.

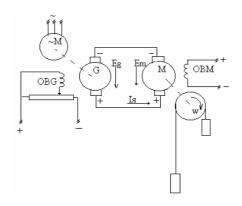


Рис. 4.1. Схема Г-Д

Цель «перегона» – поменять подъемные сосуды местами: правый – переместить вниз, левый – поднять вверх. Вес пустых подъемных сосудов одинаков, и они уравновешивают друг друга, если не учитывать веса подъемного каната. Но не учитывать этого веса нельзя, так как на глубоких шахтах он может иметь большие значения (до нескольких тонн). В начале «перегона» электрическая машина M должна развивать двигательный момент для движения вверх «левого» сосуда вместе с тяжелым подъемным канатом. Когда подъемные сосуды окажутся в середине шахтного ствола, напротив друг друга, левая и правая ветви уравновесятся, а при дальнейшем движении правая, более длинная ветвь каната, спускаясь, будет раскручивать шкив Ш, а значит, и якорь машины M, под действием спускаемого подъемного сосуда и более длинной ветви каната. Машина M должна оказывать тормозное воздействие на раскручиваемый грузом шкив.

Рассмотрим в и д ы преобразования энергии и направление этой энергии при выполнении операции «перегона».

В начале этой операции электрическая машина  $\sim M$ , потребляя из сети переменного тока электрическую энергию, т.е. работая в режиме электрического двигателя, преобразует ее в механическую энергию вращающегося вала, который вращает якорь электрической машины постоянного тока G. Эта машина,

будучи возбужденной, работая в режиме генератора постоянного тока, преобразует полученную механическую энергию в электрическую энергию постоянного тока. Эта энергия в виде тока и напряжения по проводам поступает на якорь машины M, где преобразуется в механическую энергию вращающегося шкива Ш и энергию, необходимую для подъема левого подъемного сосуда вместе с канатом.

Таким образом, электрическая энергия потребляется из сети переменного тока, претерпевает ряд преобразований и, в конечном счете, используется для выполнения механической работы. Назовем такое направление энергии п р я м ы м.

Теперь рассмотрим подробнее режимы работы электрических машин постоянного тока G и M. Машина G работает в режиме генератора постоянного тока. Она создает ЭДС  $E_G$ , под действием которой создается ток в якорной цепи обеих машин.

В статическом режиме работы ток  $I_{\mathfrak{s}}$  определяется выражением

$$I_{\rm g} = (E_G - E_M) / \sum R_{\rm g.ii}.$$
 (4.1)

Такое выражение для тока  $I_{\rm s}$  связано с тем, что ЭДС  $E_{\rm M}$  направлена встречно с ЭДС  $E_{\rm G}$ , и величина тока зависит от разности этих ЭДС. Так как в начале процесса «перегона» груз оказывает тормозящее действие на якорь машины  $M_{\rm s}$  ее ЭДС, зависящая от частоты вращения, меньше, чем ЭДС  $E_{\rm G}$ , и направление тока в якорной цепи совпадает с направлением ЭДС  $E_{\rm G}$ .

Эта сонаправленность ЭДС и тока является единственным признаком источника электрической энергии постоянного тока. Если же направление ЭДС и тока в каком-то устройстве встречное, то это означает, что перед нами — прием и и к электрической энергии.

По мере перемещения левой ветви каната с подвешенным к ней подъемным сосудом, вверх происходит снижение нагрузки на вал двигателя M, частота вращения его увеличивается, возрастает ЭДС  $E_M$ , что приводит к уменьшению тока  $I_{\mathfrak{g}}$ . В тот момент, когда ветви каната уравновесятся, когда подъемные

сосуды окажутся в середине ствола, сравняются по величине и встречные ЭДС  $E_M$  и  $E_G$ .

Ток в якорной цепи на какое-то мгновение станет равным нулю, что означает, что в данный момент нет ни приемника, ни источника электрической энергии. Она не потребляется и не отдается. Но как только правая ветвь перевешивает левую, спускаемый груз начинает ускорять вращение машины M. Ее ЭДС становится больше, чем ЭДС  $E_G$ , и в этот момент ток в якорной цепи меняет свое направление. Момент смены направления тока — есть момент перехода приемника энергии M в другое качество. Он становится источником, а машина G — приемником энергии.

С этого момента поток энергии меняет свое направление на обратное. Она вырабатывается в виде механической энергии спускаемого груза, претерпевает обратные, по сравнению с прямым направлением, преобразования и в конечном счете поступает в виде электрической энергии в питающую сеть. Таким образом, в рассмотренной электромашинной системе (именуемой системой  $\Gamma$ –Д) смена режимов работы электрических машин происходит автоматически без каких-либо переключений в схеме, т.е. без вмешательства обслуживающего персонала в работу установки. Движение подъемных сосудов происходит приблизительно с постоянной скоростью, а приводной электродвигатель M обеспечивает на первом этапе пути подъемных сосудов вращательный момент, т.е. работает в двигательном режиме, а на втором заключительном этапе — тормозной момент, т.е. работает в генераторном режиме.

## 4.2. Перевод нереверсивного ТП из выпрямительного в инверторный режим

Инвертирование потока энергии из прямого на обратное направление сложнее происходит в системе «тиристорный преобразователь — двигатель постоянного тока» (ТП–Д), чем в системе  $\Gamma$ –Д.

Сложность вытекает из того, что не удается изменить направление тока в якорной цепи вследствие односторонней проводимости вентилей. В работу схемы необходимо вмешательство обслуживающего персонала. Рассмотрим описанный ранее «перегон порожних сосудов», заменив машины  $\sim M$  и G на тиристорный преобразователь (рис. 4.2). Один ТП в состоянии реализовать функции этих двух машин. Рассмотрим процессы, происходящие в системе ТП-Д при выполнении «перегона», и способы управления этим процессом.

При движении левого сосуда вверх до середины ствола машина M работает в двигательном режиме, а преобразователь — в выпрямительном. Их ЭДС направлены встречно, но так как  $E_d$  превышает величину  $E_M$ , ток  $I_d$  совпадает по направлению с ЭДС  $E_d$ .

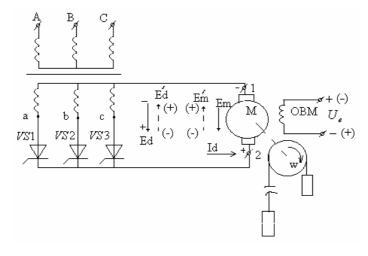


Рис. 4.2. Схема ТП-Д

В соответствии с признаками источника и приемника ТП является источником, а машина M — приемником энергии. После перехода положения равновесия сосудов в стволе левая ветвь окажется короче правой, и машина M, раскручиваемая более тяжелой правой ветвью, увеличит свои обороты. При

этом возрастает значение ЭДС  $E_m$ , она превысит  $E_d$ , однако ток  $I_d$  изменить свое направление на противоположное не сможет — этому помешает односторонняя проводимость вентилей. Это означает, что машина M не становится источником, а ТП — приемником энергии.

Для реализации последнего, не изменяя при этом направление тока в якорной цепи на обратное, необходимо поменять полярность ЭДС преобразователя и машины M. В ТП это достигается изменением величины угла управления  $\alpha$ . Его нужно сделать большим, чем  $90^{\circ}$ . Выполнить это очень просто, воздействуя на систему ТП, то есть в силовой цепи преобразователя никаких переключений делать не требуется. Изменить полярность ЭДС машины M в принципе, можно тремя способами:

- изменить направление вращения машины на обратное,
   что для нас не подходит;
- переключить силовые провода (точки 1 и 2, см. рис. 4.2) на противоположные щетки якоря машины M;
- поменять направление тока обмотки возбуждения на противоположное, изменив, например, полярность напряжения возбуждения  $U_{\mathfrak{g}}$ .

Не рассматривая вопроса, какой из последних двух способов реализовать проще, остановимся на 3-м способе.

При этом будет обеспечен перевод машины M в режим работы источником энергии, а  $T\Pi$  — в режим работы приемником энергии. На схеме видно, что направление тока  $I_d$  не меняется, а направление ЭДС машины M и  $T\Pi$  соответствуют пунктирным стрелкам. Среднее значение ЭДС  $E_{M}$  должно превышать  $E_{d}$  . ЭДС  $E_{M}$  «проталкивает» ток  $I_{d}$  в фазы питающего трансформатора в основном, когда ЭДС этих фаз направлены встречно протекающему току. Диаграммы напряжения и тока при работе  $T\Pi$  в режиме приемника энергии, т.е. в инверторном режиме, приведены на рис. 4.3.

Анализируя работу тиристорного преобразователя в инверторном режиме, можно перечислить условия, при которых этот режим возможен.

- 1. Нагрузка должна содержать в своем составе источник постоянной ЭДС  $E_M$ .
- 2. Схема должна обеспечивать возможность протекания тока в направлении ЭДС нагрузки, т.е. полярность  $E_{M}$  должна совпадать с проводящим направлением вентилей. Для выполнения этого требования мы изменим полярность ЭДС  $E_{M}$  на  $E_{M}$ .
- 3. Тиристорный преобразователь должен вырабатывать ЭДС  $E_d$ ′, направленную встречно ЭДС нагрузки и встречно проводящему направлению тиристоров.
- 4. Среднее значение ЭДС нагрузки должно превышать среднее значение ЭДС ТП.

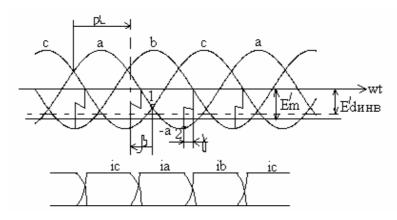


Рис. 4.3. Диаграммы напряжения и тока при работе ТП в инверторном режиме

Сказанное можно проиллюстрировать следующими эквивалентными схемами, изображающими выпрямительный и инверторный режимы работы ТП (рис. 4.4).

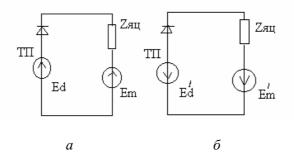


Рис. 4.4. Эквивалентные схемы выпрямительного и инверторного режимов: a — выпрямительный режим ТП и двигательный режим машины M;  $\delta$  — инверторный режим ТП и генераторный режим машины M

Необходимо отметить, что основная зависимость, связывающая управляющий фактор ( $\angle \alpha$ ) с величиной выпрямленного напряжения ( $E_d$ ), остается справедливой и для режима инвертирования. При этом  $\alpha > 90^\circ$ ,  $E_d < 0$ .

### 4.3. Анализ работы ТП в инверторном режиме

При анализе инверторного режима работы ТП вместо угла управления  $\alpha$  используют угол  $\beta$ , дополняющий угол  $\alpha$  до  $180^{\circ}$ ,

$$\alpha + \beta = 180^{\circ}. \tag{4.2}$$

Этот угол отсчитывается от точки пересечения ЭДС коммутируемых фаз в области отрицательных напряжений в сторону опережения (влево). Поэтому его иногда называют углом «опережения включения», в отличие от угла  $\alpha$ , называемого «углом задержки включения». В действительности никакое «опережение включения» тиристоров места не имеет. Имеет место «задержка включения» еще большая, чем в выпрямительном режиме ( $\alpha > 90^{\circ}$ ). Просто отсчет угла управления инвертора удобнее производить от другой точки координаты  $\omega t$ . Угол  $\beta$  получается меньше  $90^{\circ}$ , и для инвертора оказывается

справедливой такая же связь между углом управления (β) и средним значением ЭДС ТП,

$$E_{d \text{ uhb}} = -E_{d0} \cos \beta. \tag{4.3}$$

При этом надо иметь в виду, что знак ЭДС  $E_{d$ инв противоположен знаку  $E_{d$  выпр, т.е. отрицателен.

Из характера электромагнитных процессов в инверторном режиме видно, что они во многом сходны с процессами, протекающими при работе выпрямителя на противо ЭДС. Основное отличие состоит в том, что в инверторном режиме источник постоянной ЭДС  $E_{M}$ ′ включен с противоположной полярностью относительно вентильной группы и отдает энергию в сеть.

Так как включающие импульсы подаются на вентили с опережением на угол  $\beta$  относительно моментов равенства ЭДС двух коммутируемых фаз в области отрицательных напряжений (точка 1), то поступающий в сеть ток  $i_a$  начинает возрастать в сторону положительных значений раньше, чем начинает возрастать напряжение фазы a в сторону отрицательных значений (участок 1–2 диаграммы напряжений, см. рис. 4.3). Поэтому первая гармоника тока  $i_a$  сдвинута относительно напряжения  $(-U_a)$  в сторону опережения на угол, приблизительно равный  $\{\beta - (\gamma/2)\}$ .

Векторная диаграмма тока  $I_{al}$  (первая гармоника несинусоидального тока  $i_a$ ) и напряжения  $U_a$  для выпрямительного и инверторного режимов работы преобразователя показана на рис. 4.5. В выпрямительном режиме первая гармоника тока сдвинута относительно напряжения  $U_a$  в сторону отставания приблизительно на угол  $\alpha + (\gamma/2)$ .

Из векторной диаграммы видно, что в инверторном режиме активная составляющая тока  $I_{aIa}$  направлена навстречу напряжению сети  $U_a$ , что соответствует поступлению в сеть активной мощности. Реактивная составляющая тока  $I_{aIp}$ , как и в выпрямительном режиме, отстает на угол  $\pi/2$  от вектора  $U_a$  напряжения сети. Следовательно, в обоих режимах преобразователь является потребителем реактивной мощности.

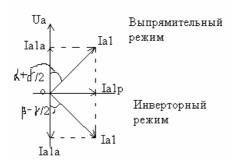


Рис. 4.5. Векторная диаграмма тока и напряжения выпрямительного и инверторного режимов

Связь между действующим значением напряжения  $U_2$  на вторичной обмотке трансформатора и напряжением  $U_{d0}$  преобразователя подобна выражению для среднего значения выпрямленного напряжения выпрямителя:

$$U'_{d0} = \frac{\sqrt{2}U_2 m_n}{\pi \sin(\frac{\pi}{m_n})}. (4.4)$$

### 4.4. Особенности инверторного режима работы ТП

1. Особенность внешних характеристик. Внешние характеристики переходят из выпрямительного режима в инверторный, не изменяя угла наклона по отношению к оси абсцисс.

Это значит, что процесс коммутации имеет ту же физическую природу, что и в режиме выпрямления. Как и в выпрямительном режиме, этот процесс связан с изменением напряжения на нагрузке.

Однако в отличие от выпрямительного режима в инверторном с увеличением тока напряжение на якоре машины M не уменьшается, а увеличивается. Вид внешних характеристик наглядно показывает эту особенность инверторного режима. С

увеличением тока расстояние от характеристики до оси абсцисс увеличивается.

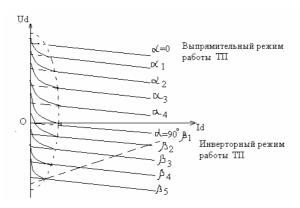


Рис. 4.6. Внешние характеристики выпрямительного и инверторного режимов

2. *Неустойчивость работы ТП в инверторном режиме* при малых значениях угла β и больших значениях тока – вторая особенность инверторного режима.

Эта неустойчивость проявляется в возможности так называемого «опрокидывания» или «прорыва» инвертора, что может быть чревато выходом преобразователя из строя.

Для исследования этого вопроса обратимся к схеме ТП-Д, изображенной на рис. 4.2. При работе ТП в инверторном режиме, а машины M — в генераторном их ЭДС (пунктирные стрелки)  $E_M$ ′ и  $E_d$ ′ направлены встречно и, так как  $E_M$ ′ превышает по величине  $E_d$ ′, ток в цепи якоря  $I_d$  совпадает по направлению с  $E_M$ ′, а  $E_d$ ′ является противоЭДС.

Неприятность заключается в том, что при некоторых обстоятельствах противо ЭДС  $E_{d}$  может практически мгновенно изменить свое направление на противоположное и действовать в цепи якоря согласно с  $E_{M}$ . Тогда окажется, что в якорной цепи действуют два источника энергии, и в ней нет ни одного приемника энергии. Эту ситуацию можно рассматривать как двойное короткое замыкание в якорной цепи, что вызывает

очень быстрое нарастание тока и требует экстренного размыкания цепи якоря. Дело в том, что отключение ТП от сети не устраняет аварийного режима, так как ток под действием ЭДС  $E_{M}'$  будет продолжать протекать через одну из фаз вторичной обмотки трансформатора и вентиль этой фазы, который был включен в момент опрокидывания инвертора. Единственным способом прекратить развитие аварии является разрыв якорной цепи, т.е. отсоединение одного источника от другого.

Для выяснения причины такого поведения инвертора рассмотрим диаграмму напряжения и тока, изображенную на рис. 4.3. Из диаграммы напряжения видно, что при уменьшении величины угла управления в коммутация приближается к точке «1». Условием нормальной работы инвертора является завершение коммутации тока, т.е. переход его с фазы c на фазу а раньше, чем наступит момент равенства ЭДС коммутируемых фаз в точке «1». Если же вследствие уменьшения угла β либо вследствие увеличения угла у, вызванного возрастанием тока  $I_d$  , коммутация не закончится до наступления момента «1», дальше переход тока на фазу a прекратится, и начавшийся процесс коммутации пойдет в обратном направлении, т.е. останется включенной фаза с. Как видно из диаграммы, напряжение на фазе c очень быстро становится положительным, а это значит, что ЭДС инвертора  $E_d$  изменила свою полярность на противоположную и произошло его «опрокидывание». Недопущение этого явления возможно единственным способом: предотвращение снижения величины угла управления β ниже минимально допустимого его значения  $\beta_{min}$ . Эта величина определяется выражением:

$$\beta_{\min} \ge \gamma_{\max} + \delta + \delta\alpha,$$
 (4.5)

где  $\gamma_{max}$  — максимально возможное значение угла коммутации, определяемое максимально возможным током в любом режиме работы инвертора;  $\delta$  — угол, определяемый временем восстановления запирающих свойств вентилей, а точнее, временем их

выключения;  $\delta\alpha$  — асимметрия управляющих импульсов, т.е. самопроизвольное их отклонение от заданной величины в силу ограниченных возможностей системы управления.

Если же предотвратить «опрокидывание» инвертора не удалось, необходимо использовать быстродействующие средства защиты, обеспечивающие аварийное отключение инвертора от всех источников напряжения, включая такой источник, как вырабатывающий электроэнергию генератор M, вращающийся под действием спускающегося груза.

Обратившись к внешним характеристикам ТП, работающего в инверторном режиме (рис. 4.6), можно определить и обозначить ограничительную линию, указывающую предел значений угла  $\beta$  и величины тока, допустимых для данного преобразователя. Эти величины между собой связаны. Чем меньше  $\angle \beta$ , тем меньшее значение тока допускается при работе ТП в инверторном режиме.

### 5. ТРЕХФАЗНЫЙ МОСТОВОЙ ТП

### 5.1. Особенности работы выпрямителя по мостовой схеме Ларионова

Схема трехфазного мостового ТП является шестипульсной схемой. Она находит самое широкое распространение по сравнению с другими схемами преобразователей, так как обладает целым рядом достоинств:

- 1. Высокая частота пульсаций выпрямленного напряжения (  $f_n = 300 \, \Gamma \text{ц}$ );
  - 2. Симметричность загрузки питающей сети;
- 3. Схема может быть использована как с согласующим трансформатором, так и без него;
- 4. Высокие энергетические показатели схемы. Ток в обмотках трансформатора носит знакопеременный характер и имеет равные значения в положительный и отрицательный полупериоды. Это исключает возможность подмагничивания трансформатора и обеспечивает высокое значение коэффициента формы тока ( $k_{\Phi} = 0.95$ );
- 5. Хорошее использование вентилей по напряжению  $(k_U = \frac{U_{\text{обр max}}}{U_d} = \frac{\pi}{3} = 1,05 \; ).$

Для изучения особенностей работы трехфазной мостовой схемы удобна ее интерпретация как схемы, включающей в себя две трехфазные нулевые схемы, соединенные последовательно и питающиеся от одной вторичной обмотки трансформатора (рис. 5.1).

Вначале проанализируем работу схемы, если угол управления α будет равен нулю, т.е. включение вентилей происходит в точках естественной коммутации. Схема включает в себя шесть вентилей. Три вентиля, катоды которых соединены в одну точку, составляют *катодную* группу, три других, соеди-

ненных в одну точку своими анодами, составляют *анодную* группу вентилей.

Рассмотрим работу каждой из групп вентилей изолированно одна от другой. Катодная группа, включенная на нагрузку  $Z_{\rm H}$ , представляет собой трехфазный нулевой выпрямитель, работающий, как было условлено, с нулевым значением угла управления  $\alpha$ . К нагрузке  $Z_{\rm H}$  поочередно прикладывается напряжение фаз вторичной обмотки трансформатора. При этом в  $Z_{\rm H}$  протекает ток  $I_d$ . Этот ток течет по участку цепи  $O_1 - O_2$  и затем расходится по фазам вторичной обмотки. В катодной группе в каждый момент времени ток проводит тот вентиль, потенциал анода которого выше потенциалов анодов других вентилей в группе. Обратим внимание на то, что в перемычке  $O_1 - O_2$  ток этой группы течет от  $O_1$  к  $O_2$ .

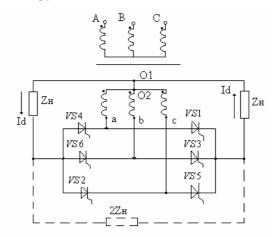


Рис. 5.1. Эквивалентная схема трехфазного мостового ТП

Теперь рассмотрим другую группу вентилей — анодную. Вентили этой группы подключены своими катодами к фазам вторичной обмотки трансформатора, а их аноды объединены в одну точку, соединенную с нагрузкой  $Z_{\rm H}$ . Ток  $I_d$  протекает по левому сопротивлению под действием фазных ЭДС вторичной

обмотки, включающихся в работу в моменты, когда в начале обмотки (обозначены точкой) — положительный потенциал, а в конце обмотки (одна из точек a, b или c) — отрицательный.

В анодной группе в каждый момент времени ток проводит тот вентиль, потенциал катода которого ниже потенциалов катодов других вентилей группы.

Таким образом, существуют два как бы независимых друг от друга нулевых выпрямителя, питающихся от одной и той же вторичной обмотки трансформатора, токи которых равны по величине (так как равны сопротивления  $Z_{\rm H}$ ). Ток анодной группы течет по перемычке  $O_1 - O_2$  от  $O_2$  к  $O_1$ , т.е. встречно току катодной группы. Таким образом, результирующий ток в перемычке оказывается равным нулю, и эту перемычку можно просто убрать. Теперь мы видим, что к точкам, объединяющим катоды и аноды разных групп вентилей, оказались подключенными два последовательно соединенных сопротивления  $Z_{\rm H}$ , и по цепи этих сопротивлений протекает один и тот же ток  $I_d$ . В работе схемы ничего не изменится, если мы цепь с двумя сопротивлениями  $Z_{\rm H}$  заменим другой цепью с одним сопротивлением  $2\,Z_{\rm H}$ , величина которого равна сумме первых двух сопротивлений.

Если на одной фазе (например, на фазе «а») трансформатора, на конце обмотки положительный потенциал превышает по величине потенциалы концов обмоток других фаз, то в катодной группе будет проводить вентиль VS1. В то же время на конце обмотки какой-то другой фазы (например, фазы «b») потенциал минимальный, это означает, что в анодной группе ток проводит вентиль VS6. Таким образом, в любой момент времени в трехфазной мостовой схеме ток проводят два вентиля, работают две фазные обмотки трансформатора и напряжение, приложенное к нагрузке  $2\,Z_{\rm H}$  через включенные вентили, равно сумме напряжений фазных обмоток, т.е. равно линейному напряжению.

Соответственно, и напряжение на выходных зажимах трехфазной мостовой схемы можно рассматривать как сумму напряжений двух трехфазных нулевых преобразователей.

Не имеет значения, что нулевая точка трансформатора с нагрузкой не соединена. Если бы можно было отыскать среднюю точку сопротивления  $2\,Z_{\rm H}\,$  и если эту реальную точку нагрузки соединить с нулем вторичной обмотки трансформатора, то ничего в работе схемы не изменилось бы. Но это дает нам право рассматривать процессы в более сложной схеме через процессы в более простых схемах, изученных нами и более понятных нам.

На рис. 5.2 приведены диаграммы напряжений, поясняющих последовательность перехода от фазных напряжений двух нулевых схем к линейным напряжениям мостовой схемы. На диаграммах коммутация считается мгновенной.

Первая диаграмма (сверху) – напряжения катодной группы при трех разных значениях угла управления α (0°; 75°; 120°). Положительные вольт-секундные площадки заштрихованы вертикальными линиями, отрицательные – горизонтальными. Переключение с предыдущей фазы на последующую на этой диаграмме происходит снизу вверх (с отрицательных напряжений на положительные).

Вторая диаграмма – напряжения анодной группы (работает при другой полярности относительно катодной группы). Здесь в работу вступает вентиль, имеющий наиболее отрицательный потенциал на катоде. На диаграмме положительное напряжение изображено снизу, а отрицательное – сверху. Переключение, таким образом, происходит сверху вниз, и положительное напряжение на нагрузке получается от нижних вольт-секундных площадей (они заштрихованы вертикальными линиями).

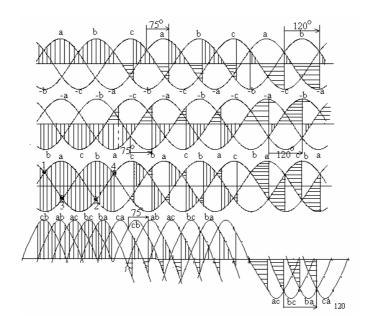


Рис. 5.2. Диаграммы напряжений, поясняющие работу трехфазного мостового ТП

На третьей диаграмме показаны результаты суммирования напряжений катодной и анодной групп с учетом их знака. Площади одного знака суммируются (как это имеет место для α = 0). В результате получается междуфазовое линейное напряжение. Так, например, напряжение между точками 1 и 2 можно рассматривать, как положительную полуволну линейного напряжения между фазами «а» и «с». Точки 3 и 4 определяют положительную полуволну линейного напряжения между фазами «b» и «c». Синусоиды линейного напряжения повторяются с частотой 300 Гц, и, таким образом, получается шестипульсное выпрямленное напряжение. При сложении напряжений катодной и анодной групп, имеющих положительные и отрицательные вольт-секундные участки, участки разного знака, накладываясь одни на другие, дают в результате отсутствие напряжения, т.е. получаются незаштрихованные участки, т.е. участки с напряжениями разного знака компенсируют друг друга. Те площади, которые выходят из зоны компенсации, сохраняют свои знаки.

На четвертой диаграмме представлены линейные напряжения, формирующиеся на выходе трехфазного мостового преобразователя. Эта диаграмма получается из третьей диаграммы, если нижнюю огибающую синусоид превратить в нулевую линию и от нее откладывать вверх положительные линейные напряжения (вертикальная штриховка), а вниз — отрицательные напряжения (горизонтальная штриховка). Именно такая форма напряжения возникает на экране осциллографа, если вход этого осциллографа подключить к выходным клеммам трехфазного мостового ТП.

Для обеспечения нормальной работы тиристоров в трехфазной мостовой схеме (при запуске схемы в работу или при работе в режиме прерывистого тока) необходимо, чтобы импульсы присутствовали одновременно на двух тиристорах из разных групп.

# **5.2. Особенности работы полууправляемого** выпрямителя по мостовой схеме

Для упрощения системы управления и удешевления выпрямителя применяются несимметричные мостовые схемы, у которых одна из групп тиристоров (обычно анодная) заменяется неуправляемыми диодами (рис. 5.3).

Такие выпрямители используются в устройствах небольшой мощности, а также в установках большой мощности при ограниченном диапазоне регулирования и в установках, к качеству выпрямленного напряжения которых не предъявляются жесткие требования.

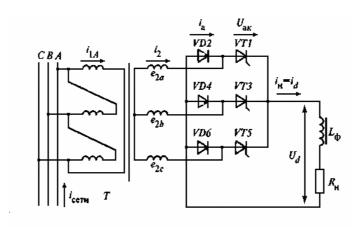


Рис. 5.3. Несимметричная мостовая схема

В работе схемы при непрерывном токе нагрузки различают два режима: при  $0 \le \alpha \le \frac{\pi}{3}$  и  $\alpha^3 \frac{\pi}{3}$ .

Временные диаграммы фазных напряжений и напряжения на нагрузке при  $0 \le \alpha \le \frac{\pi}{3}$  показаны на рис. 5.4, *а, б.* Кривая выходного напряжения получается несимметричной. Поэтому для нахождения среднего значения выходного напряжения необходимо взять два интеграла на периоде T повторяемости кривой выходного напряжения (см. рис. 5.4,  $\delta$ ).

$$U_{d} = \frac{1}{2\pi/3} \left[ \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2\sqrt{3}} \cos 9d9 + \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2\sqrt{3}} \cos 9d9 \right] =$$

$$= U_{d0} \frac{(\cos \alpha + 1)}{2}$$
(5.1)

Работу схемы при углах управления  $\alpha \ge \frac{\pi}{3}$  иллюстрирует рис. 5.5.

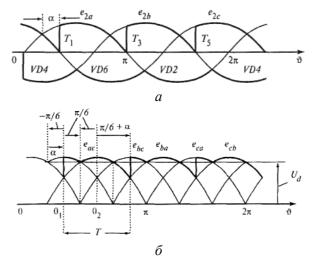


Рис. 5.4. Диаграммы фазных напряжений и напряжения на нагрузке при  $0 \le \alpha \le \frac{\pi}{3}$ 

В этом случае, как хорошо видно на диаграмме рис. 5.5, a, имеются интервалы времени, когда ток проводят два вентиля, подключенные к одной из фаз. Например, на интервале  $\theta_1 - \theta_3$  проводит тиристор, подключенный к фазе c, и диод, подключенный к той же фазе. В этом случае ток нагрузки замыкается накоротко через эти вентили и в кривой выходного напряжения (рис. 5.5,  $\delta$ ) получаются паузы, т.е. в нагрузке протекает ток при нулевом напряжении на выходе выпрямителя, который поддерживается энергией, накопленной в индуктивности нагрузки. В обмотках трансформатора и в сети на этих интервалах ток не протекает. Используя временную диаграмму (см. рис. 5.5,  $\delta$ ), находим:

$$U_{d} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2\sqrt{3}} \cos \theta d\theta = U_{d0} \frac{(\cos \alpha + 1)}{2}.$$
 (5.2)

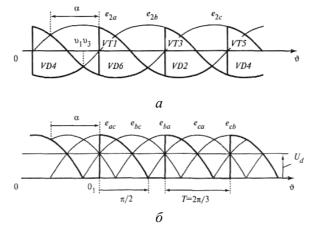


Рис. 5.5. Диаграммы фазных напряжений  $\text{и напряжения на нагрузке при } \alpha \geq \frac{\pi}{3}$ 

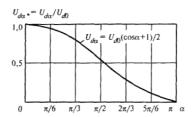


Рис. 5.6. Регулировочная характеристика полууправляемого выпрямителя

Как следует из полученных выше соотношений, регулировочная характеристика полууправляемого выпрямителя, показанная на рис. 5.6, описывается одинаковыми соотношениями во всем диапазоне регулирования.

#### 6. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ МНОГОФАЗНЫЕ СХЕМЫ

### 6.1. Принцип построения эквивалентных многофазных схем

Повышение кратности пульсации схемы по выходному напряжению возможно путем включения последовательно или параллельно двух выпрямительных блоков. Напряжения питания этих блоков, а значит, и мгновенные значения их выходного напряжения должны иметь определенный фазовый сдвиг  $\psi$ . Например, при использовании двух трехфазных выпрямителей (m=3) период пульсации выходного напряжения T равен  $2\pi/3$  или электрическому углу  $120^{\circ}$  (рис.  $6.1, a, \delta$ ).

Если питающие напряжения этих двух выпрямителей сдвинуть одно относительно другого на угол  $\psi = T/2 = \pi/3$ , то в результате сложения выходных напряжений (что получается при последовательном включении двух выпрямительных блоков) частота пульсаций напряжения на нагрузке увеличивается в 2 раза (рис. 6.1, 8).

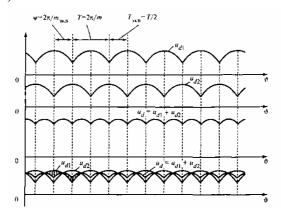


Рис. 6.1. Диаграмма напряжений в эквивалентной многофазной схеме

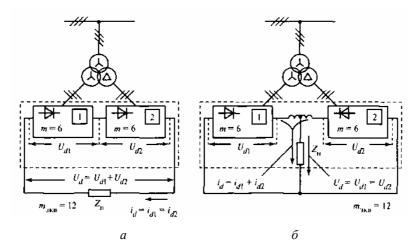


Рис. 6.2. Эквивалентные многофазные схемы выпрямления

Эквивалентная двенадцатифазная схема выпрямления показана на рис. 6.2. На схеме трехфазные линии электропередачи и трехфазные соединения внутри схемы для простоты показаны в виде одной трижды перечеркнутой линии. Два шестифазных выпрямителя (m=6), собранных по трехфазной мостовой схеме, по выходу включены последовательно и работают на общую нагрузку. Для повышения частоты пульсации выходного напряжения в 2 раза, т.е. для получения  $m_{_{3KB}}=12$  эти выпрямительные блоки должны работать с фазовым сдвигом  $\psi=2\pi/12$ . Необходимый фазовый сдвиг может быть получен при использовании трансформатора с двумя группами вторичных обмоток, каждая из которых питает исходную схему с шестикратной пульсацией (шестипульсную) (см. рис. 6.2, a).

Если одну из групп вторичных обмоток трансформатора соединить в звезду, а вторую – в треугольник, то между их трехфазными системами напряжений (линейным и фазным напряжением) будет существовать фазовый сдвиг на электрический угол 30°. Мгновенные значения выходных напряжений двух выпрямительных блоков будут иметь такой же фазовый сдвиг. Таким образом, на выходе последовательно включенных

выпрямительных блоков напряжение будет пульсировать с удвоенной частотой, т.е. мы получаем эквивалентную двенадцатифазную схему ( $m_{_{9KB}}=12$ ). Кроме того, при последовательном (по отношению к нагрузке) включении выпрями тельных блоков выходное напряжение повышается в 2 раза при неизменном допустимом напряжении на вентилях.

При параллельном включении составляющих выпрямительных блоков (рис. 6.2, б) допустимый ток в нагрузке повышается в 2 раза при неизменном допустимом токе вентилей одного выпрямительного блока. Однако при соединении параллельно двух выпрямительных блоков, питающихся напряжениями, имеющими фазовый сдвиг, мгновенные значения выходных напряжений каждого выпрями тельного блока будут отличаться (см. рис. 6.1, z), что вызовет появление ничем не ограниченных уравнительных токов между выпрямителями. Поэтому при параллельном включении выпрямителей между ними необходимо ставить уравнительный реактор (катушку индуктивности с выводом средней точки, в которую подключается один из полюсов нагрузки). Для постоянной составляющей тока реактор не имеет никакого сопротивления, тогда как для переменной составляющей уравнительного тока индуктивное сопротивление реактора станет ограничителем.

При расчете эквивалентных многофазных схем необходимо учитывать следующее обстоятельство: для получения симметричной кривой выходного напряжения напряжение питания выпрямителей должны быть одинаковыми. Поэтому число витков вторичных обмоток трансформатора, соединенных в звезду, должно быть в  $\sqrt{3}$  раз меньше, чем число витков в обмотках, соединенных в треугольник.

На рис. 6.3 показана эквивалентная двадцатичетырехфазная схема, состоящая из двух эквивалентных двенадцатифазных схем, рассмотренных выше. Между двенадцатифазными блоками необходимо создать фазовый сдвиг на угол  $\psi = 2\pi / m_{\scriptscriptstyle \rm 2KB} = 360 / 24 = 15^\circ$ .

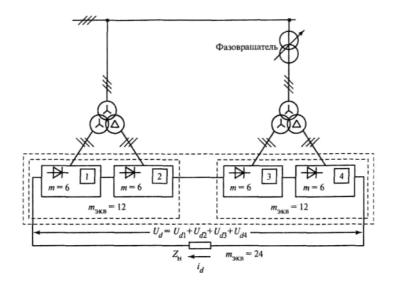


Рис. 6.3. Эквивалентная двадцатичетырехфазная схема выпрямления

# 6.2. Способы реализации фазового сдвига при построении эквивалентных многофазных схем

Использование статического фазовращателя. Статический фазовращатель представляет собой электрическую машину с заторможенным ротором. Положение ротора относительно статора может изменяться с помощью механической системы. К трехфазным обмоткам статора подводится трехфазное напряжение. В обмотки ротора трансформируется трехфазное напряжение, фазовый сдвиг которого определяется пространственным положением ротора относительно статора. Изменяя положение ротора относительно статора, можно получить необходимый фазовый сдвиг между системами трехфазных напряжений.

**Соединение обмоток трансформатора по схеме «зигзаг».** Принципиальная схема и векторная диаграмма, поясняющие ее работу, приведены на рис. 6.4.

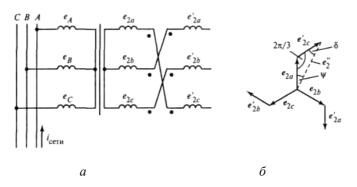


Рис. 6.4. Принципиальная схема и векторная диаграмма при соединении обмоток трансформатора по схеме зигзаг

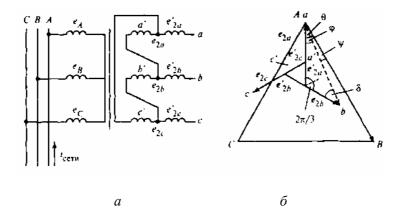


Рис. 6.5. Соединение обмоток трансформатора по схеме открытого треугольника и векторная диаграмма, поясняющая работу схемы

Очевидно, что векторная диаграмма напряжений  $e_{_A},\ e_{_B},\ e_{_C}$  будет совпадать с векторной диаграммой напряжений  $e_{_{2a}},\ e_{_{2b}},\ e_{_{2c}},\$ и фазовый сдвиг между фазными напряжениями соответствующих фаз будет отсутствовать. Каждая фаза суммарного вторичного напряжения получается как сумма векторов напряжений соседних фаз. Изменяя число витков в одной из секций вторичных обмоток трансформа тора, можно изменять угол  $\psi$ 

между системой трехфазных напряжений на первичной обмотке трансформатора и системой суммарных трехфазных напряжений вторичных обмоток трансформатора.

Соединение обмоток трансформатора по схеме открытого треугольника. Схема соединений обмоток трансформатора и век торная диаграмма, поясняющая работу схемы, приведены на рис. 6.5.

Как видно на схеме, вторичные обмотки трансформатора имеют отпайки в точках a', b', c'. Эти части вторичных обмоток соединены таким образом, что образуют малый треугольник с амплитудой напряжения  $\sqrt{2}E_2$ , тогда как амплитуда напряжения на всей вторичной обмотке равна  $\sqrt{2}E_2$ . Необходимый угол  $\psi = 2\pi/m_{_{ЭКВ}}$  для построения эквивалентной многофазной схемы образуется между линейными напряжениями первичных (например,  $U_{AB}$ ) и линейными напряжениями вторичных ( $E_{ab}$ ) обмоток трансформатора.

# 7. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫМИ УСТРОЙСТВАМИ

#### 7.1. Основные функции системы управления ТП

Перечислим основные функции системы управления тиристорным преобразователем:

- управление силовыми тиристорами преобразователя;
- сравнение регулируемых переменных величин;
- управление защитными устройствами ТП;
- контроль работоспособности преобразователя;
- сигнализация об исправности элементов.

Из широкого понятия «системы управления ТП» выделим основную часть: устройства, которые обеспечивают управление силовой частью преобразователей — тиристорами, выполняющими, в свою очередь, основную функцию ТП — преобразование и регулирование параметров электрической энергии (с целью регулирования основных координат электропривода: момента, скорости).

Реализация данной функции системы управления осуществляется путем формирования включающих прямоугольных импульсов напряжения, подаваемых на управляющие электроды тиристоров. Дальнейшее состояние тиристора не зависит от управляющего воздействия и определяется другими факторами.

Для того чтобы подавать управляющие импульсы в нужные моменты времени, необходимо осуществлять перемещение управляющих импульсов относительно фазы синусоид питающего напряжения, так называемый фазовый сдвиг. Поэтому система, осуществляющая эти две функции, называется системой импульсно-фазового управления (СИФУ) тиристорного преобразователя.

## 7.2. Требования, предъявляемые к системам управления ТП

Из большого числа требований, предъявляемых к СИФУ ТП, отметим лишь одно главное — высокая надежность системы. Конечно, это требование может быть предъявлено к любому устройству. Однако для СИФУ ТП оно подчеркивается потому, что любое нарушение работы системы чревато тяжелыми последствиями для всего АЭП. Например, пропуск лишь одного управляющего импульса при работе ТП в инверторном режиме вызывает «опрокидывание» инвертора.

Можно рассмотреть два вида надежности – поэлементную и функциональную.

Поэлемент ная надежность устройства зависит от надежности каждого элемента и их количества в системе. Определяются наработка элемента на отказ и расчетное время безаварийной работы всего устройства.

 $\Phi$  у н к ц и о н а л ь н а я надежность — это устранение возможности аварийных режимов работы преобразователя и предусмотрение более легких для СИФУ режимов работы. Для этого требуется усложнение системы, большее число элементов. Но, несмотря на снижение поэлементной надежности, общая (функциональная) надежность системы окажется выше.

## 7.3. Параметры включающих импульсов и требования, предъявляемые к ним

Требования, предъявляемые к параметрам включающих импульсов, определяются типом тиристора, схемой, в которой используется тиристор, и режимом его работы.

1. Мощность управляющих импульсов (величина тока и напряжения) — должна быть достаточной для надежного включения тиристора при самых неблагоприятных условиях в допустимой области их изменения.

К неблагоприятным условиям можно отнести:

- низкое значение анодного напряжения, что имеет место при малых величинах угла управления  $\alpha$ ;
- низкая температура окружающей среды. Это случается при работе преобразователя на открытом воздухе;
- высокий уровень помех, на фоне которых полезный сигнал должен существенно выделяться по своему уровню.
- 2. Асимметрия управляющих импульсов (δα) должна быть в допустимых пределах.

Асимметрией управляющих импульсов называется самопроизвольное отклонение угла α от заданного значения, вызванное целым рядом неконтролируемых процессов в системе формирования фазового сдвига импульсов.

Общим для всех схем следствием асимметрии является то, что угол  $\beta_{min}$  при работе  $T\Pi$  в инверторном режиме должен выбираться с учетом этой асимметрии во избежание возможного опрокидывания инвертора.

Причины асимметрии:

- искажение формы синусоидального питающего напряжения;
- недостаточно высокая чувствительность нуль-органа, срабатывание которого определяет момент выдачи включающего импульса;
- недостаточно высокая крутизна переднего фронта включающих импульсов.

В обычных нулевых и мостовых схемах преобразователей асимметрия управляющих импульсов приводит к различным длительностям пропускания тока отдельными вентилями. В результате этого проявляются следующие последствия асимметрии:

- наблюдается различие в средних токах вентилей;
- в кривых выпрямленного напряжения  $(U_d)$  появляется переменная составляющая, частота которой меньше частоты пульсаций напряжения  $U_d$ . Как известно, частота основной гармоники в теоретической кривой выпрямленного напряжения в  $m_n$  раз выше частоты питающего напряжения (50  $\Gamma$ ц). По

частоте пульсаций выбираются сглаживающие и уравнительные реакторы в реверсивном тиристорном электроприводе. В результате асимметрии появляется переменная составляющая, наименьшая возможная частота которой равна частоте питающего напряжения. Это вынуждает увеличивать индуктивности сглаживающих и уравнительных реакторов;

• имеет место подмагничивание трансформатора нескомпенсированными намагничивающими силами (так как фазы оказываются загруженными неравномерно). Во избежание насыщения стали трансформатора приходится увеличивать сечение его стержней.

В литературе приводятся допустимые значения асимметрии. Так, для шестипульсного преобразователя асимметрия не должна превышать  $\pm 2^{\circ}$ .

3. Крутизна переднего фронта включающих импульсов — в допустимых пределах.

Разброс моментов включения определяется двумя факторами:

- а) собственно асимметрией системы управления;
- б) различием характеристик включения отдельных вентилей, что при конечных значениях крутизны переднего фронта управляющих импульсов также приводит к сдвигу моментов включения вентилей. Согласно литературе крутизна не должна быть ниже 100 В на градус.
- 4. Форма и длительность включающих импульсов.

Наиболее распространенная форма включающих импульсов – прямоугольная.

Минимальная длительность импульсов определяется временем, необходимым для нарастания тока в анодной цепи до значения тока включения тиристора (ток включения обычно в 2—3 раза превосходит ток удержания). Это время при активном характере нагрузки практически совпадает со временем включения тиристора, т.е. находится в диапазоне от единиц до нескольких десятков микросекунд.

Наличие индуктивности в анодной цепи может существенно увеличить минимально необходимую длительность импульса по сравнению со временем включения тиристора. В этом случае нижний предел продолжительности импульса определен промежутком времени, необходимым для того, чтобы ток анодной цепи успел нарасти до величины тока включения.

Для обеспечения нормальной работы тиристоров в такой широко распространенной схеме, как трехфазная мостовая (при запуске схемы в работу или при работе в режиме прерывистого тока), необходимо, чтобы импульсы присутствовали одновременно на двух тиристорах из разных групп. Это обеспечивается либо широкими включающими импульсами длительностью больше, чем  $t = T \ / \ 6$ , где  $T \ -$  период переменного напряжения питания, либо подачей на каждый тиристор сдвоенных узких импульсов, первый из которых соответствует очередному включению тиристора, согласно порядку коммутации тиристоров в схеме, а другой — повторному (в момент включения очередного тиристора противоположной группы).

Основными недостатками управления широкими импульсами являются увеличение объема и массы импульсных трансформаторов в системе управления и увеличение потерь в тиристоре.

#### 7.4. Классификация СИФУ

СИФУ можно разделить на два класса:

1. *Асинхронные* СИФУ, в которых угол управления  $\alpha$  в явном виде не связан с координатой  $\omega t$  сети. Он получается как результат регулирования интервалов между импульсами управления. Таким образом, в асинхронных СИФУ угол управления  $\alpha$  отсчитывается от предыдущего импульса.

Асинхронные СИФУ являются замкнутыми системами, обеспечивающими регулирование выпрямленного напряжения по требуемому закону. В них действует отрицательная обратная связь по выходному напряжению ТП, регулирующая интервалы между двумя соседними включающими импульсами.

Асинхронные СИФУ находят в практике ограниченное применение.

2. *Синхронные* СИФУ, в которых каждый управляющий импульс жестко привязан к синусоиде своей фазы.

Место импульса определяется координатой управления — углом α. Возможны два варианта реализации основной функции СИФУ — осуществление с д в и г а управляющих импульсов относительно фазы синусоидального питающего напряжения, обеспечивая при этом управление н е с к о л ь к и м и полупроводниковыми приборами, включенными в разные фазы и на разную полярность напряжения сети.

Фазовый сдвиг управляющих импульсов может быть реализован в о д н о м фазосдвигающем устройстве, и после этого сдвинутые на угол  $\alpha$  импульсные сигналы распределяются по тиристорам силовой схемы ТП. Такая система управления относится к о д н о к а н а л ь н ы м .

*Канал* – это часть СИФУ, предназначенная для управления одним плечом ТП, содержащая фазосдвигающее устройство.

На рис. 7.1 изображена функциональная схема одноканальной СИФУ.

Фазовый сдвиг осуществляется одним фазосдвигающим устройством, выходной сигнал которого поступает на распределитель импульсов в виде кратковременного импульса, частота поступления которого 50 Гц.

Распределитель импульсов выдает шесть сдвинутых по фазе на 60° импульсов, поступающих на выходные устройства (Вых. устр.), где эти импульсы усиливаются и поступают на управляющие электроды тиристоров. В течение одного периода переменного напряжения распределитель импульсов успевает выдать шесть импульсов на выходные устройства, и таким образом завершается один цикл включения тиристоров.

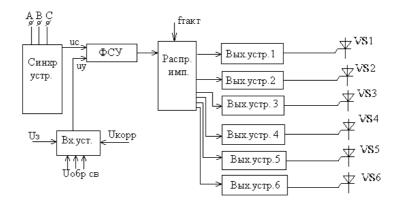


Рис. 7.1. Функциональная схема одноканальной СИФУ

Величина угла управления  $\alpha$  определяется величиной управляющего напряжения  $U_{V}$ , которое выдается входным устройством (Вх. устр.) после сопоставления всех поступающих на него сигналов. Сигнал задания  $U_{3}$  формируется или вручную, или (чаще) автоматически,  $U_{\mathrm{KOPP}}$  — обеспечивает отсутствие колебаний выходного напряжения. Импульс на выходе ФСУ сдвинут на угол  $\alpha$  относительно точки естественной коммутации, местоположение которой на оси  $\omega t$  определено импульсом  $U_{c}$ .

Важным достоинством одноканальной СИФУ является высокая cummempus управляющих импульсов, которая достигается постоянством тактовой частоты распределителя импульсов (РП). Недостаток системы — ее сложность. Она связана с необходимостью обеспечения четкой работы распределителя импульсов.

Если же управление тиристорами одного плеча моста или одной фазы в нулевой схеме осуществляется автономно и не связано с управлением другими тиристорами, такие системы относятся к многока нальным. На рис.7.2 изображена функциональная схема многоканальной СИФУ.

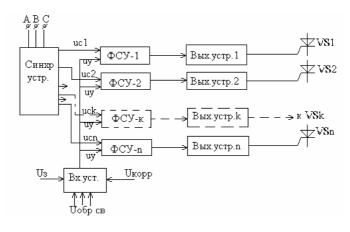


Рис. 7.2. Функциональная схема многоканальной СИФУ

В многоканальной СИФУ в каждом канале автономно определяется своя точка естественной коммутации между фазами, токи которых предстоит скоммутировать данным вентилем. Затем осуществляется фазовый сдвиг сигнала на угол  $\alpha$  в своем отдельном фазосдвигающем устройстве.

Синхронизирующее устройство посылает в  $\Phi$ СУ n синхронизирующих сигналов в моменты равенства ЭДС фаз, коммутация которых должна быть выполнена данным вентилем.

Кроме сигнала синхронизирующего устройства на вход всех  $\Phi$ СУ поступает аналоговый сигнал  $U_y$ , величина которого определяет угол задержки включения всех вентилей ( $\alpha$ ). Угол  $\alpha$  во всех  $\Phi$ СУ должен быть одинаков, поэтому и сигнал управления  $U_y$  на каждом канале один и тот же.

Многоканальные системы, хотя содержат большее число элементов в функциональной схеме, тем не менее реализуются проще одноканальных, поэтому при пульсности выше двух в ТП заводского изготовления используются, как правило, многоканальные СИФУ.

### 7.5. Основные узлы многоканальной СИФУ

### 7.5.1. Синхронизирующие устройства

Синхронизирующее устройство определяет момент естественной коммутации, то есть момент равенства ЭДС фаз, коммутация которых должна быть выполнена данным вентилем, и посылает сигнал в фазосдвигающее устройство.

Синхронизирующее устройство осуществляет привязку включающих импульсов тиристоров к определенным точкам синусоидального напряжения питания силовой части преобразователя. Поэтому, если преобразователь трехфазный, на синхронизирующее устройство должно быть непременно подано трехфазное питающее напряжение.

Простейшим, наиболее распространенным синхронизирующим устройством является трансформатор. В качестве примера рассмотрим синхронизирующее устройство, которое используется в системах управления трехфазных мостовых преобразователей. Схема этого устройства, представляющего собой трансформатор, на первичную обмотку которого подается трехфазное напряжение сети, изображена на рис. 7.3.

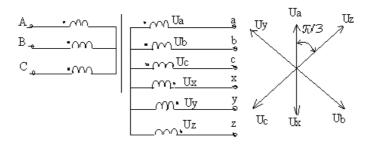


Рис. 7.3. Синхронизирующее устройство

В соответствии с принципом действия трехфазного мостового ТП на его тиристоры при шестиканальной системе управления должны поступать включающие импульсы, сдвинутые друг относительно друга на угол  $\pi/3$ . Вторичные обмотки синхронизирующего устройства выполнены со средней точкой, причем эта точка соединяет начало и конец каждой полуобмотки. Поэтому со вторичных обмоток снимается шестифазное

напряжение, векторная диаграмма которого представлена на том же рисунке.

Схема позволяет использовать как фазные, так и линейные напряжения вторичных обмоток синхронизирующего устройства. Так, точке естественной коммутации линейных напряжений ay и az соответствует переход через нулевое значение напряжения bz (рис. 7.4).

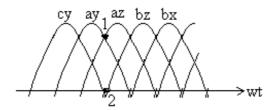


Рис. 7.4. Диаграмма линейных напряжений в синхронизирующем устройстве

Этот переход может быть легко зафиксирован каким-либо чувствительным элементом с помощью вентильного элемента, и, значит, в этот момент может быть послан импульс в фазосдвигающее устройство, которое с этого момента начинает отсчет угла  $\alpha$ .

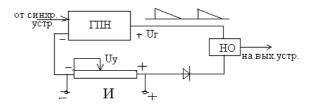
Недостатком синхронизирующих устройств, выполненных в виде трансформатора, является чувствительность параметров напряжений вторичных обмоток к амплитудным и фазовым искажениям питающей сети, а также к различного рода помехам, возникающим в ней при эксплуатации. Для устранения этих помех к синхронизирующему устройству подключают различные фильтры, как пассивные, состоящие обычно из реактивных элементов, так и активные.

#### 7.5.2. Фазосдвигающее устройство (ФСУ)

Назначение фазосдвигающего устройства в СИФУ ТП – регулирование фазы включающих импульсов тиристоров. При реализации ФСУ используются различные принципы фазосмещения управляющих импульсов ТП.

Сущность вертикального фазового управления заключается в сравнении переменного напряжения (пилообразной, синусоидальной, треугольной и других форм) с постоянным напряжением регулируемой величины, поступающим от устройств автоматического регулирования.

На рис. 7.5 представлена структурная схема одного из вариантов ФСУ подобного типа, где ГПН — генератор пилообразного напряжения, синхронизированный с синусоидальным питающим напряжением с помощью синхронизирующего устройства; НО — нуль-орган (компаратор); И — источник постоянного напряжения  $U_{y}$ , величина которого регулируется вручную или автоматически.



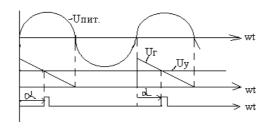


Рис. 7.5. Структурная схема ФСУ и диаграммы напряжений и управляющих импульсов

Формирование включающего импульса происходит в момент равенства пилообразного напряжения генератора  $U_{\varepsilon}$  (опорное напряжение) и напряжения управления  $U_{y}$ . При изменении  $U_{y}$  изменяется фаза управляющего импульса. Функции сравнивающего устройства выполняет нуль-орган, на входы которого поступают напряжения  $U_{y}$  и  $U_{\varepsilon}$ . Нуль-орган может

быть выполнен по различным схемам и на разной элементной базе. Например, может быть использована схема компаратора, выполненная на операционном усилителе.

Генератор пилообразного напряжения в описанной схеме имеет линейно спадающее напряжение, мгновенное значение которого сравнивается с  $U_{y}$ . Обычно в таких ГПН используется процесс заряда емкости постоянным по величине током.

Недостатком использования ГПН является получающаяся нелинейность характеристики  $E_d = f(U_y)$  тиристорного преобразователя. Эта нелинейность обусловлена нелинейной зависимостью  $E_d = f(\alpha)$ . При линейном пилообразном напряжении сохраняется линейная зависимость  $\alpha = f(U_y)$ , но зависимость выходной ЭДС от  $U_y$  остается нелинейной. Это обстоятельство является существенным недостатком ТП, так как в системах АЭП приходится устранять эту нелинейность теми или иными методами.

Иногда указанная нелинейность компенсируется за счет нелинейности опорного напряжения (переменное напряжение, которое сравнивается по величине с  $U_{y}$ ). Нелинейность опорного напряжения должна быть такой, чтобы она компенсировала нелинейность регулировочной характеристики ТП. Чаще всего в качестве опорного напряжения используется часть синусоиды напряжения питания ТП, а именно ее косинусоидальная часть.

На рис. 7.6 изображена диаграмма напряжения трехфазного нулевого ТП, а также диаграмма напряжений при формировании управляющих импульсов.

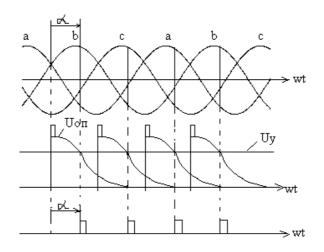


Рис. 7.6. Использование опорного напряжения в виде косинусоиды

Как и на предыдущей диаграмме, здесь реализован вертикальный принцип фазосмещения. При этом в качестве опорного напряжения использована косинусоидальная часть переменного напряжения не участвующей в коммутации фазы. Так, при коммутации фаз a-b опорным напряжением является «перевернутая» фаза c; при коммутации фаз b-c опорное напряжение — «перевернутая» фаза a и т.д. В соответствии с диаграммой зависимость угла  $\alpha$  от  $U_V$  — арккосинусоидальная ( $\alpha$  = arccos  $U_V$ ), зависимость  $U_d$  от  $\alpha$  — косинусоидальная ( $U_d = U_{d0} \cos \alpha$ ). Зависимость же  $U_d = f(U_V)$ , вследствие того, что одна нелинейность компенсирует другую, оказывается линейной. Это показано на рис. 7.7.

Достоинства полученной СИФУ, обеспечивающей линейность характеристики «вход-выход»  $T\Pi$ :

 во-первых, линейность характеристики вход-выход тиристорного преобразователя существенно облегчает включение его в систему автоматического регулирования координат электропривода; – во-вторых, облегчается синхронизация опорного напряжения с напряжением питающей сети, так как это опорное напряжение не что иное, как часть синусоиды одной из фаз того же напряжения сети.

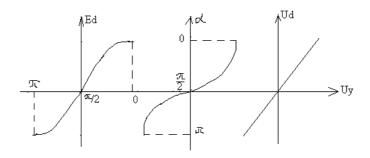


Рис. 7.7. Композиция нелинейных графиков в линейный график

Но напряжению сети свойственна некоторая нестабильность, например высокочастотные искажения синусоиды. Они устраняются с помощью фильтров. Сложнее преодолеваются трудности, связанные с «посадками» напряжения, которые допускаются «Правилами эксплуатации электроустановок» в определенных пределах. Но в СИФУ уменьшение амплитуды опорного напряжения чревато пропусками управляющих импульсов, что недопустимо. Во избежание этого в высшей точке опорного напряжения создается импульс напряжения, что не позволяет  $U_{y}$  при максимальных его значениях избежать пересечения с  $U_{\text{опорн}}$  (см. рис. 7.6.).

Наконец, последняя трудность связана с изменяющимся наклоном кривой опорного напряжения. Чувствительности нуль-органа может не хватить для четкого его срабатывания, когда опорное напряжение выполаживается, т.е. в верхней и в нижней точках.

Возможность преодоления этого затруднения реализовалась, когда появились компараторы на операционных усилителях с очень большими коэффициентами усиления. В настоящее время

СИФУ, обеспечивающие линейность характеристики «входвыход» ТП, получают все более широкое распространение.

Сущность интегрального принципа фазосмещения управляющих импульсов ТП можно прояснить, рассмотрев структурную схему, изображенную на рис. 7.8.

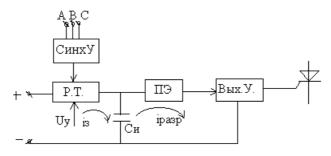


Рис. 7.8. Схема системы с интегральным принципом фазосмещения

В схему входят следующие элементы:

- 1) синхронизирующее устройство (СинхрУ);
- 2) регулятор тока (РТ), обеспечивающий ток заряда интегрирующей емкости ( $C_{\rm H}$ ), значение которого определяется величиной управляющего напряжения  $U_{\rm V}$ ;
- 3) пороговый элемент (ПЭ), срабатывающий при достижении потенциалом заряда емкости ( $C_{\rm H}$ ) порогового значения. При срабатывании ПЭ емкость разряжается через него на выходное устройство (Вых.У), которое формирует управляющий импульс на тиристор.

Схема работает следующим образом.

В моменты естественной коммутации СинхрУ посылает сигнал (импульсы) на РТ. Начиная с момента естественной коммутации, РТ обеспечивает заданное значение тока заряда емкости  $C_{\rm u}$ . Время накопления заряда на емкости до величины потенциала срабатывания порогового элемента — это время задержки подачи управляющего импульса на управляющий

электрод тиристора. Оно определяет величину угла управления а. Дальше схема работает так, как сказано выше.

Достоинствами схем с интегральным принципом фазосмещения является их простота и надежность. Их недиостаток — более низкая точность поддержания величины угла  $\alpha$  на заданном значении. Такие системы находят применение в маломощных ТП с нежесткими требованиями к статическим и динамическим показателям электропривода. Диапазон мощностей электропривода с описанными ТП —  $(2 \div 15)$ кВт.

#### 7.5.3. Входные устройства СИФУ ТП

Назначение входного устройства — сформировать аналоговый сигнал управления ( $U_V$ ) на СИФУ ТП, учитывающий задающее воздействие, воздействие сигналов обратных связей, корректирующее воздействие. При этом необходимо осуществить операции, для выполнения которых требуется специально предназначенное устройство, схемная и элементная реализация которого может иметь множество вариантов. Входное устройство осуществляет:

- фильтрацию всех поступающих (пульсирующих) сигналов. Так как мощности поступающих сигналов малы, в качестве фильтров обычно используют пассивные однозвенные R-C фильтры ( $\Gamma$ -образные и  $\Pi$ -образные);
- выполнение всех необходимых логических действий с поступившими сигналами (суммирование с учетом их знаков, интегрирование тех сигналов, воздействие которых должно определяться их средними значениями); операции суммирования реализуется обычно сумматором, выполненном на операционном усилителе;
- усиление результирующего сигнала; выполняется усилителем постоянного тока, выполненным на транзисторах либо на операционных усилителях;

– ограничение UУ допустимыми минимальными и максимальными значениями. Ограничение UУ сверху и снизу может быть реализовано с помощью кремниевых стабилитронов.

### 7.5.4. Выходные устройства СИФУ ТП (формирователи импульсов)

Обычно в системах управления операции формирования импульсов, их усиления и гальванической развязки с системой управления осуществляются одним узлом, который в дальнейшем именуется «выходным устройством» (Вых.У). В других литературных источниках они именуются «формирователями импульсов» (ФИ).

Примером может служить устройство, схема которого представлена на рис. 7.9.

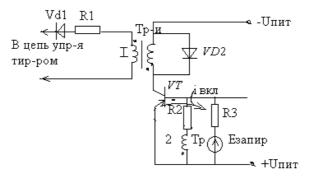


Рис. 7.9. Схема выходного устройства

Оно состоит из выходного транзистора VT, мощность которого позволяет обеспечить все требуемые параметры управляющих импульсов; импульсного трансформатора (Тр-И), со вторичной обмотки которого снимаются импульсы, поступающие в дальнейшем на управляющий электрод тиристора.

Существенное влияние на параметры включающего импульса в формирователе импульсов (ФИ) оказывает импульсный трансформатор. Одним из основных требований к нему является обеспечение минимального искажения трансформи-

руемого импульса. С этой целью при разработке этих трансформаторов применяют специальные меры по их конструктивному исполнению. В частности, конструкцию магнитопровода и расположение витков первичной и вторичных обмоток выбирают из условий обеспечения минимальных значений потоков рассеяния и межвитковых емкостей. Например, используют кольцевые, витые из пермалоевой магнитомягкой ленты сердечники и экранированный намоточный провод. Это объясняется тем, что потоки рассеяния, характеризуемые обычно в трансформаторе индуктивностью рассеяния обмоток, влияют на передачу фронта импульса. Если индуктивности рассеяния и межвитковые емкости велики, то фронт импульса на вторичной обмотке становится более пологим. В приведенной схеме для интенсивного нарастания тока в первичной обмотке трансформатора в момент формирования импульса введена положительная обратная связь, для чего предусмотрена дополнительная вторичная обмотка трансформатора, включенная в цепь управления 2.

Для предотвращения утечки тока через выходную цепь (Э–К) транзистора и намагничивания сердечника трансформатора этими токами утечки в промежутках между рабочими импульсами предусмотрен источник запирающей ЭДС ( $E_{\text{запир}}$ ), который, запирая транзистор в промежутках между рабочими импульсами, предотвращает подмагничивание сердечника, но не препятствует четкому включению транзистора VT при создании условий для прохождения  $i_{\text{вкл}}$ .

Диод VD2, установленный параллельно первичной обмотке трансформатора, затягивает процесс размагничивания импульсного трансформатора в промежутках между рабочими импульсами и этим самым защищает транзистор VT от пробоя импульсом перенапряжения, который возник бы при отсутствии VD2.

Особенностью работы импульсных трансформаторов в ФИ является то, что они передают однополярные импульсы, т.е. работают на частном цикле кривой намагничивания магнитопровода. Это ухудшает использование стали магнитопровода

и, следовательно, приводит к ухудшению массогабаритных показателей трансформатора. Для более полного использования стали трансформатора в некоторых случаях применяют медленное перемагничивание магнитопровода током, противоположным току основных импульсов, что позволяет работать на всей кривой намагничивания.

Масса и габариты импульсного трансформатора в основном определяются амплитудой и длительностью трансформируемых импульсов. Поэтому в мощных ТП, когда имеет место групповое (параллельное и последовательное) включение вентилей, вес и габариты импульсных трансформаторов становятся чрезмерными.

Использование трансформаторов для гальванической развязки системы управления (СИФУ) и силовой части преобразователя имеет ряд недостатков. Основным из них является наличие паразитных (емкостных и электромагнитных) связей между первичной и вторичной обмотками, затрудняющих обеспечение помехозащищенности узлов и элементов преобразователя.

Значительно более перспективными элементами, обеспечивающими гальваническую развязку в цепях преобразователя, являются оптронные электронные приборы, например о п т о - п а р ы (оптроны).

На рис. 7.10 представлена одна из типовых оптоэлектронных тиристорных схем, используемых в качестве оконечного узла выходного устройства. Для согласования параметров силового тиристора VS2 и входных параметров фотодиодного оптрона «Опт» в схеме используется промежуточный тиристор VS1. Следует отметить, что в рассматриваемой схеме благодаря использованию оптрона влияние режима работы силового тиристора на электрические цепи СИФУ незначительно.

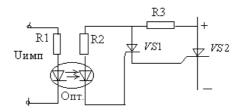


Рис. 7.10. Схема с оптроном

Для управления мощными фототиристорами разработан и применяется оптический способ. Сущность этого способа заключается в использовании для включения фототиристоров мощного направленного светового потока. В качестве источника такого потока могут быть, в частности, использованы лазеры.

### 7.6. Цифровые и микропроцессорные СУ

Повышение требований к автоматизированным электроприводам привело к широкому применению в них цифровых устройств, при этом используются как аппаратные, так и программные методы реализации требуемых алгоритмов управления.

Аппаратные методы построения цифровых систем близки к методам построения аналоговых систем управления: для выполнения каждой функции применяется отдельный элемент или группа элементов, и добавление новой функции требует введения новых элементов.

Системы управления, реализованные аппаратными методами, имеют высокое быстродействие, надежность; традиционные принципы их построения не вызывают трудностей при разработке и эксплуатации. В то же время они состоят из большого числа электронных компонентов, громоздки, имеют высокую стоимость и малую гибкость, требуют индивидуальной разработки функциональных модулей, образующих функционально законченную систему. Аппаратные системы управления обычно выполняются с применением микросхем малой и средней степени интеграции.

Развитие систем управления электроприводами характеризуется тенденциями повышения степени интеграции элементов. Для массовых применений с относительно невысокими требованиями по точности эффективно применение специализированных, функционально законченных интегральных схем (ИС). Выпускается ряд ИС для непосредственного управления маломощными приводами. Эти ИС обеспечивают множество функций и позволяют легко создавать более дешевые по сравнению с дискретной реализацией системы.

Более гибкое решение базируется на микроконтроллерах. При этом происходит переход от «жесткой» логики алгоритмов управления к более гибкому управлению, максимально учитывающему требования конкретного применения и реализуемому программным способом. Применяемая для управления микро-ЭВМ состоит из центральной части (процессор и память) и ряда периферийных устройств, обеспечивающих связь микро-ЭВМ с управляемым объектом. Системы управления, реализованные на основе микроЭВМ, имеют меньшие габариты, чем реализованные с применением аппаратных методов, значительную гибкость, требуют небольшого числа функциональных модулей, однако обладают меньшим быстродействием, определяемым последовательным характером вычислений.

Микропроцессор (МП) представляет собой функционально законченное устройство, предназначенное для программной обработки цифровой информации, аналогичное по составу и структуре процессорам ЭВМ и выполненное с применением технологии больших интегральных схем БИС. Микропроцессор состоит из одной или нескольких БИС и рассчитан на совместную работу с устройствами памяти и ввода-вывода. Обычно изготовители МП разрабатывают и производят другие БИС, образующие совместно с МП функционально законченный набор микросхем, предназначенный для по строения МП-системы. Такой набор включает в себя собственно МП, оперативное и постоянное запоминающее устройство (ОЗУ и ПЗУ), микросхемы управления вводом-выводом и др.

На рис. 7.11 приведена функциональная схема системы микропроцессорного управления вентильным электроприводом постоянного тока. Эта система обеспечивает не только управление преобразователем, но и всем электроприводом. От устройства управления УУ, представляющего собой пульт или вычислительную машину более высокого уровня, сигналы задания поступают на микропроцессорный комплект МПК. МПК включает в себя собственно микропроцессор, оперативное и постоянное запоминающее устройство (ОЗУ и ПЗУ), микросхемы управления вводом-выводом и др.

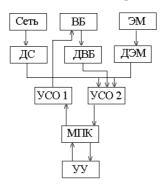


Рис. 7.11. Функциональная схема системы микропроцессорного управления вентильным электроприводом постоянного тока

От МПК управляющие импульсы подаются на вентильный блок ВБ через устройство связи с объектом УСО 1. УСО 1 (набор драйверов) служит для потенциальной развязки и формирования импульсов заданной мощности. На вход МПК кроме сигналов управления подаются сигналы обратных связей, синхронизации и других пара метров состояния системы.

Эти сигналы формируются с помощью датчиков сети ДС, датчиков вентильного блока ДВБ и датчиков электрической машины ДЭМ.

Между датчиками и МПК включено устройство связи с объектом УСО 2, обеспечивающее гальваническую развязку и

преобразование сигналов. От МПК на УУ передается информация о состоянии системы.

Формирование фазового сдвига управляющих импульсов относительно напряжения сети осуществляется программно с помощью алгоритма, реализующего вертикальный способ управления. При этом сравниваются не аналоговые величины, а цифровые коды.

Управление электроприводом осуществляется в реальном масштабе времени при наличии определенной многозадачности. Одновременное регулирование нескольких координат электропривода, диагностика функционирования системы, связь с другими объектами наиболее рационально организуются с помощью много уровневой системы прерываний. Наибольший приоритет имеют сигналы аварийных ситуаций, вызывающие защитные процедуры, когда от времени реакции зависит дальнейшая работоспособность всей системы.

В значительном числе случаев электропривод работает не автономно, а в составе некоего технологического комплекса. Если процессорной мощности микроконтроллера недостаточно для управления собственно электроприводом и одновременного решения задач технологического управления, то реализация технологического контроллера на базе микроконтроллера может потребовать некоторого дополнительного числа входов аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и дискретных входов/выходов.

При применении микроЭВМ полностью меняется методика проектирования систем, разработчики и эксплуатационники должны владеть основами программирования, изменяются способы наладки систем, для наладки и эксплуатации необходимо специальное оборудование и т. п.

В настоящее время в эксплуатации находится много вентильных преобразователей с аппаратной системой управления. Поэтому в течение некоторого времени будут применяться и аппаратно, и программно реализуемые цифровые системы управления вентильными преобразователями и электроприводами.

# 8. РЕВЕРС ВЕНТИЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

#### 8.1. Способы реверса вентильных электроприводов

Реверс электропривода — это или изменение направления вращения механизма на противоположное, или изменение момента вращения с прямого (+M) на обратный (-M) при неизменном направлении вращения механизма.

Односторонняя проводимость вентилей затрудняет реверс электропривода. В противоположность системе Г–Д, где непрерывным и плавным уменьшением возбуждения генератора можно сначала затормозить привод, переводя его в режим рекуперативного торможения, а затем, изменив полярность напряжения генератора, разогнать двигатель в противоположном направлении, в вентильном приводе такой реверс выполнить сложнее.

Проследим, как изменяется направление потока энергии в системе Г–Д. В исходном состоянии, когда осуществляется движение электропривода «вперед», генератор постоянного тока является источником энергии (ЭДС и ток совпадают по направлению), а двигатель – приемником (ЭДС и ток направлены встречно). При плавном уменьшении возбуждения генератора его ЭДС снижается, становится меньше встречной ЭДС двигателя, и ток якоря при этом изменяет свое направление на противоположное. Сейчас уже бывший двигатель стал источником энергии, а бывший генератор – приемником. Это энергия вращения маховых масс электропривода и механизма, претерпев ряд превращений из механической в электрическую и обратно, в виде электрической энергии переменного тока отдается в питающую сеть.

Ключевой момент в этой цепи превращений энергии – изменение направления тока якоря. В системе  $\Gamma$ –Д это происхо-

дит без затруднений. В системе ТП–Д это сопряжено с трудностями. Поэтому при необходимости осуществлять реверсирование схемы вентильного электропривода приходиться усложнять. Схемы реверсивного вентильного электропривода можно разбить на две основные группы:

## 1. Схемы с одним комплектом вентилей и переключениями в цепи якоря или возбуждения.

Достоинство: относительная дешевизна, так как здесь используется простой и дешевый однокомплектный вентильный преобразователь, тем не менее они не нашли такого широкого распространения, как вторая группа схем.

Недостатки:

- 1) невысокое быстродействие;
- 2) броски тока при переключениях;
- 3) при знакопеременной нагрузке трудности с регулированием скоростей привода из-за необходимости частого переключения из двигательного в тормозной режимы, и наоборот;
- 4) износ реверсивных контакторов при большой частоте включений и отсутствие надежных контакторов на токи более 500...600 А. Реверсоры на большие мощности получаются громоздкими, тяжелыми, дорогими и недостаточно надежными.

В соответствии с отмеченными достоинствами и недостатками схемы с переключениями в цепи возбуждения и в цепи якоря применяются для электроприводов небольшой и средней мощности со сравнительно небольшой частотой включений (до нескольких сот в час).

#### 2. Схемы бесконтактного реверса.

Бесконтактный реверс может быть получен за счет использования двухкомплектных вентильных преобразователей, выполненных на вентилях с односторонней проводимостью (тиристорах).

# 8.2. Бесконтактные реверсивные схемы с двухкомплектными ТП

В тех случаях, когда требуются предельно быстрые реверсы и большая частота последних и нужны плавные и быстрые переходы с высших скоростей на низшие, применяются не схемы с переключениями, а бесконтактные схемы с двумя группами вентилей в цепи якоря, каждая из которых предназначена для питания двигателя в одном направлении (реверсивные тиристорные преобразователи – РТП) (рис. 8.1).

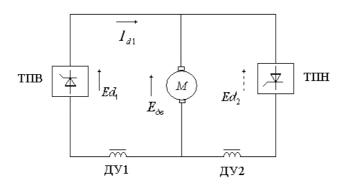


Рис. 8.1. Схема реверсивного ТП

РТП обеспечивают плавный переход из двигательного режима в тормозной. Поэтому они применяются также и для нереверсивных электроприводов, если нагрузка имеет знакопеременный характер, а производственный механизм требует точного поддержания скорости.

Существует два принципиально отличных способа согласования работы реверсивных групп вентилей, т.е. два принципа их управления:

- 1) раздельное управление, или реверс с запиранием неработающей группы;
- 2) совместное управление, или реверс без запирания неработающей группы.

При **раздельном** управлении включающие импульсы подаются на управляющие электроды вентилей только той группы, через которую в данном режиме должен протекать ток двигателя. Вторая, неработающая группа при этом должна быть

надежно заперта (заблокирована) и не пропускать тока. В этом случае уравнительные дроссели не нужны, так как нет уравнительного тока, протекающего по внешнему контуру.

При **совместном** управлении включающие импульсы подаются на управляющие электроды вентилей обеих групп. Для того чтобы избежать протекания тока короткого замыкания во внешнем контуре, второй комплект (ТП-H) должен работать в инверторном режиме и создавать встречное напряжение, запирающее постоянный ток во внешнем контуре. Для этого необходимо, чтобы среднее значение ЭДС  $E_{d2}$  были не меньше среднего значения ЭДС  $E_{d1}$ , т.е. эти ЭДС должны быть всегда согласованы по величине. Но так как эти встречные ЭДС содержат пульсации напряжения, не совпадающие по времени, под действием этих пульсаций во внешнем контуре протекает уравнительный ток, тоже пульсирующего вида. Если не предусмотреть индуктивные сопротивления во внешнем контуре, то значения уравнительного тока могут быть недопустимо большими. Для этого в схеме предусмотрены дроссели.

Схемы реверсивных вентильных электроприводов (как для раздельного, так и для совместного управления) делятся на два основных класса:

- 1) перекрестные схемы (или восьмерочные);
- 2) встречно-параллельные (противопараллельные).

В перекрестных схемах силовой трансформатор (Тр) имеет две изолированные группы вторичных обмоток, каждая из которых питает свою группу вентилей: ТПВ и ТПН.

Для нулевых схем выпрямления (рис. 8.2) группы вентилей ТПВ и ТПН соединены в виде «восьмерки», а нагрузка включена между нулевыми точками вторичных обмоток трансформатора или, что то же самое, между катодами групп вентилей (на схеме между внешними зажимами уравнительных дросселей 1ДУ и 2ДУ, которые в других схемах могут отсутствовать).

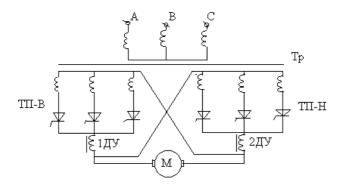


Рис. 8.2. Перекрестная нулевая схема

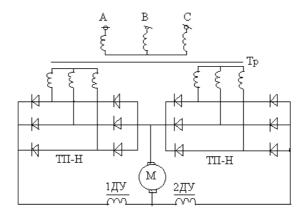


Рис. 8.3. Перекрестная мостовая схема

В преобразователях с мостовыми схемами выпрямления (рис. 8.3) нагрузка включается между общей точкой соединения уравнительных дросселей 1ДУ и 2ДУ и общей точкой соединения анодов группы ТПВ и катодов группы ТПН.

Встречно-параллельные или противопараллельные схемы (рис. 8.4–8.5) имеют одну группу вторичных обмоток питающего трансформатора.

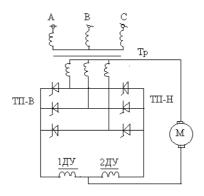


Рис. 8.4. Встречно-параллельная нулевая схема

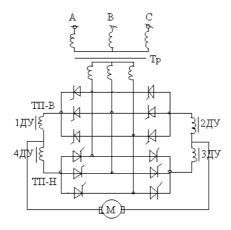


Рис. 8.5. Встречно-параллельная мостовая схема

При нулевых схемах выпрямления к каждой фазе трансформатора подключено по два встречно работающих вентиля, так что катод одного соединен с анодом другого. На стороне нагрузки для одного направления тока вместе соединены все катоды, а для другого направления тока — все аноды. Анодные (ТПН) и катодные (ТПВ) группы вентилей соединены между собой через два уравнительных дросселя. Нагрузка (т.е. якорь двигателя) подключена между нулевой точкой вторичной обмотки трансформатора и общей точкой уравнительных дросселей.

При мостовых схемах выпрямления (см. рис. 8.5) якорь двигателя подключается между общими точками соединения уравнительных дросселей 1ДУ–4ДУ и 2ДУ–3ДУ.

Сравнивая перекрестные и встречно-параллельные схемы, можно отметить достоинства и недостатки каждого из этих классов.

Недостатком **перекрестных** схем является необходимость иметь более дорогой и хуже используемый трансформатор с двумя комплектами вторичных обмоток.

Достоинства: меньшее число уравнительных дросселей трехфазной мостовой схеме (наиболее распространенной в вентильном электроприводе) и меньшая их индувливистречно-параллельных схемах достоинства: размер и стоимость трансформатора меньше, так как требуется только одна вторичная обмотка. Более того, при применении противопараллельных схем можно вовсе обойтись без трансформатора, если уровень напряжения сети переменного тока соответствует потребной величине выпрямленного напряжения. Правда, в этом случае возможно превышение критического значения нарастания анодного тока в вентилях. Поэтому приходится устанавливать в двух фазах воздушные реакторы. Для их изготовления требуется большое количество меди, что в какой-то степени снижает преимущество этих схем.

Недостатком встречно-параллельных схем являются большие значения переменной ЭДС в контуре уравнительного тока, из-за чего приходится увеличивать индуктивность уравнительных дросселей и, следовательно, их габариты, массу и стоимость.

## 8.3. Системы с совместным управлением вентильными группами реверсивного ТП

Системы с совместным управлением подразделяются на два типа:

- 1. Системы с одноканальным управлением, или системы с жестким однозначным согласованием углов управления реверсивных групп  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ ;
- 2. Системы с двухканальным управлением, или системы с автоматическим регулированием уравнительного тока.

#### 8.3.1. Одноканальные системы управления ТП

В одноканальных системах имеется лишь один канал управления, по которому осуществляется одновременное воздействие на углы управления обеих вентильных групп. При этом обеспечивается однозначное жесткое соответствие между углами управления  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  групп, т.е. каждому значению угла управления первой группы  $\alpha_1$  соответствует строго определенное значение угла управления другой группы  $\alpha_2$ . Соотношение между углами  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  определяется принятым законом согласования, характеристиками системы управления и ее настройкой.

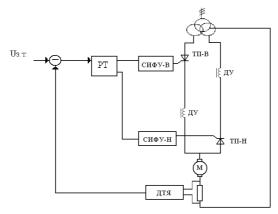


Рис. 8.6. Одноканальные системы управления ТП

Один из способов сопряжения характеристик мы рассмотрим на примере реверсивного ТП для случая, когда нагрузкой преобразователя является якорь двигателя постоянного тока.

Основным достоинством систем с совместным управлением является линейность внешних, а значит, и меха-

нических характеристик электропривода в зоне прерывистых токов, или малых моментов двигателя (при переходе из двигательного в тормозной режим работы и обратно).

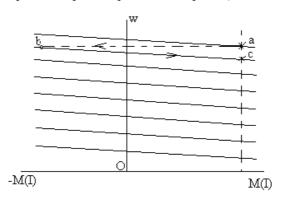


Рис. 8.7. Механические характеристики вентильного электропривода

Наиболее благоприятный переход электропривода из двигательного в тормозной режим получается при безлюфтовом сопряжении механических (внешних) характеристик. Безлюфтовое сопряжение означает такое сопряжение характеристик, когда при непрерывном изменении момента нагрузки и при смене знака этого момента двигатель плавно, без скачка скорости, переходит в режим рекуперативного торможения, т.е. электромеханическая характеристика тормозного режима является продолжением характеристики двигательного режима.

Соответственно, внешняя характеристика инверторного режима преобразователя ТП-Н является продолжением внешней характеристики выпрямительного режима преобразователя ТП-В и остается линейной при изменении тока  $I_d$  во всем диапазоне (рис. 8.8). Внешние характеристики реверсивных групп в этом случае размещаются в четырехквадрантной системе. На рис. 8.8 видно, что получение безлюфтового сопряжения характеристик сопряжено с необходимостью точного и тонкого

регулирования значений углов управления обоих преобразователей.

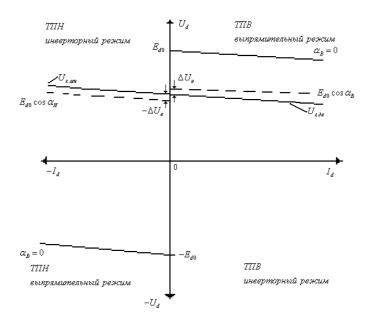


Рис. 8.8. Безлюфтовое сопряжение внешних характеристик реверсивных групп

Безлюфтовое согласование осуществляется подбором и настройкой характеристик систем фазового управления и управляющих устройств, которые имеют дрейф из-за колебаний напряжения, изменений температуры и старения элементов.

На практике довольно часто применяется так называемое **линейное (симметричное) согласование** работы реверсивных групп (рис. 8.9) в соответствии с законом:

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^{\circ}$$
. (8.1)

Это означает, что  $\alpha_2=\beta_1$  ( $\alpha_1=\beta_2$ ), и ЭДС выпрямительной группы равна ЭДС инверторной группы:

$$E_{ds} = E_{du}. \tag{8.2}$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения в уравнительном контуре в этом случае равна нулю.

Из-за наличия падения напряжения в вентилях напряжения холостого хода выпрямителя  $U_{dB}$  и инвертора  $U_{dH}$  при данном способе согласования оказываются уже неравными:

$$U_{dB} = Ed_0 \cos \alpha_B - \delta U_B < Ed_0 \cos \beta_u + \delta U_B = U_{dM}. \tag{8.3}$$

Таким образом, при переходе из двигательного режима в режим рекуперативного торможения будет иметь место скачок скорости, т.е. при линейном согласовании не обеспечивается безлюфтовое сопряжение характеристик.

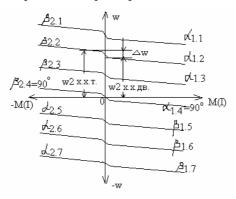


Рис. 8.9. Линейное (симметричное) согласование работы реверсивных групп

Величина изменения скорости прямо пропорциональна величине падения напряжения в вентилях.

Для тиристоров это падение напряжения составляет всего 1–2 вольта. Поэтому в реверсивном тиристорном электроприводе при линейном согласовании характеристик вентильных групп изменения скорости оказываются небольшими.

Таким образом, данный способ обеспечивает согласование характеристик, близкое к безлюфтовому.

В реальных установках с конечной величиной индуктивности в цепи выпрямленного тока ( $L_{\text{нагр}} \neq \infty$ ) при очень малых

моментах на валу, благодаря наличию уравнительных токов, через якорь двигателя протекает знакопеременный прерывистый ток, и изменение скорости  $\delta\omega$  происходит не резким скачком, а в некотором конечном интервале изменения момента. Этот интервал соответствует области прерывистого тока якоря. Действительная скорость идеального холостого хода  $\omega_{x.x.}$  при этом определяется средним значением между  $\omega_{x.x., дв}$  и  $\omega_{x.x., дв}$ 

В электроприводах с замкнутыми системами управления с обратной отрицательной связью по скорости и коэффициентом усиления, равным  $\kappa$ , изменение скорости при переходе из двигательного режима в тормозной будет в  $(I+\kappa)$  раз меньше, т.е. для электропривода это изменение скорости будет совершенно незаметно.

Линейное согласование вентильных групп в соответствии с соотношением (8.1) не представляет больших технических трудностей при его практической реализации. Это является одним из его достоинств.

### 8.3.2. Двухканальные системы управления реверсивными ТП

Одноканальные системы могут быть реализованы как в разомкнутых системах с ручным управлением, так и в замкнутых системах по той или иной координате автоматического управления тиристорного электропривода постоянного тока (по току якоря, напряжению ТП, ЭДС двигателя, частоте вращения двигателя).

В отличие от одноканальных двухканальные системы относятся к замкнутым системам регулирования определенных координат электропривода:

- 1) тока якоря двигателя постоянного тока  $(I_{\rm g})$ ;
- 2 ) уравнительного тока ( $I_{\rm yr}$ ) в уравнительном контуре двухкомплектного реверсивного электропривода с совместным управлением комплектами вентилей.

На рис. 8.10 показана структурная схема двухканальной системы регулирования тока якоря и уравнительного тока ТП.

Схема содержит два отдельных канала регулирования и измерения тока.

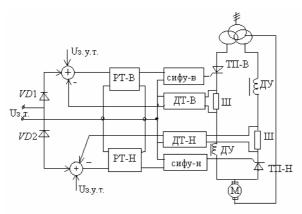


Рис. 8.10. Структурная схема двухканальной системы регулирования тока якоря и уравнительного тока ТП

Каждый из каналов состоит из датчика тока ДТ-В (ДТ-Н), регулятора тока РТ-В (РТ-Н) и системы импульсно-фазового управления СИФУ-В (СИФУ-Н) и управляет соответствующей вентильной группой ТПВ (ТПН). На вход каждого канала подаются два задающих сигнала: уравнительного тока  $U_{3,y,\mathrm{T}}$  и тока двигателя  $U_{3,\mathrm{T}}$ . Сигнал задания тока двигателя поступает от предшествующих элементов системы управления (от регулятора скорости или ЭДС). Он определяет режим работы электропривода — величину и направление момента вращения двигателя.

Напряжение  $U_{3.T}$  благодаря разделительным диодам VD1 и VD2 поступает только к регулятору тока одной из групп вентилей ТПВ или ТПН, работающих при заданном направлении тока двигателя.

Полярность сигналов задания уравнительного тока соответствует выпрямительному режиму для обеих вентильных

групп. Таким образом, в нулевом положении командного органа, когда  $U_{3.T}=0$ , обе группы работают в выпрямительном режиме при малом выпрямленном напряжении, что обеспечивает согласование без люфта.

Появление сигнала  $U_{3,T}$  с полярностью, совпадающей с направлением проводимости диода  $V_1$ , приводит к увеличению выпрямленного напряжения группы ТПВ и разгону двигателя в направлении «Вперед». Задающий сигнал на входе регулятора РТН при этом не меняется и остается равным  $U_{3,v,r}$ , так как диод VD2 не пропускает напряжение данной полярности. Увеличение выпрямленной ЭДС группы ТПВ при неизменной ЭДС группы ТПН могло бы привести к значительному возрастанию уравнительного тока. Однако этого не произойдет, так как некоторое увеличение тока в уравнительном контуре повышает сигнал от датчика тока ДТ-Н. Под действием этого избыточного сигнала ( $U_{\text{п.т.н}} > U_{\text{3.у.т}}$ ) регулятор РТ-Н переведет группу ТПН в инверторный режим и ограничит тем самым величину уравнительного тока в заданных пределах. Таким образом, уравнительный ток поддерживается группой, свободной от тока нагрузки. Инверторный режим группы ТПН в установившемся режиме определен разностью сигналов:  $U_{\rm д\ T.H}-U_{\rm 3.y.T}$ , а среднее значение напряжения группы ТПН, работающей в инверторном режиме, меньше среднего выпрямленного напряжения группы ТПВ на величину, определяемую сигналом  $U_{3,v,r}$ .

В переходном режиме работы электропривода имеет место перерегулирование уравнительного тока, величина которого зависит от параметров системы регулирования и темпа изменения сигнала задания тока нагрузки двигателя. Это и является недостаткам и систем управления, выполненных по рассмотренной структурной схеме: большие броски уравнительного тока во время переходных процессов и необходимость применения трансформатора с двумя комплектами вторичных обмоток (для уменьшения этих бросков) этих недостатков свободна система регулирования тока с перекрестными обратными свя-

з я м и . В схеме (рис. 8.11) имеются два пропорциональных регулятора уравнительного тока РТ-В и РТ-Н, управляющих соответственно группами вентилей ТПВ и ТПН, и пропорционально-интегральный регулятор тока якоря двигателя РТЯ. На каждый регулятор уравнительного тока, который управляет одной из групп вентилей, подаются задание на уравнительный ток  $U_{3,y,\mathrm{T}}$  и обратная связь по току, протекающему через другую группу вентилей.

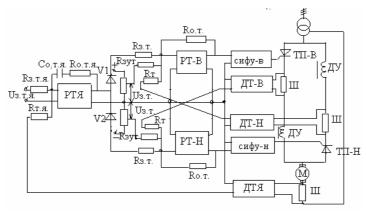


Рис. 8.11. Структурная схема двухканальной системы регулирования тока якоря и уравнительного тока ТП с перекрестными связям

В нулевом положении, когда двигатель стоит, каждая из вентильных групп обтекается уравнительным током. При работе двигателя обратная связь по току группы вентилей, пропускающей ток двигателя, запирает другую группу вентилей, пропускающую уравнительный ток. Таким образом, при наличии тока двигателя уравнительный ток отсутствует, и отсутствуют активные потери и потребление реактивной мощности, вызываемые уравнительным током.

В схеме уравнительный ток безынерционно изменяется с изменением тока двигателя. С ростом величины тока двигателя уменьшается величина уравнительного тока, которая становит-

ся равной нулю, когда ток двигателя достигает двойного значения начального уравнительного тока. Таким образом, ширина зоны действия уравнительного тока на внешних характеристиках может быть установлена оптимальной путем выбора нужного значения  $U_{3,y,\tau}$ . Благоприятная динамика уравнительного тока позволяет использовать данную схему и в тех случаях, когда обе группы вентилей питаются непосредственно от одной вторичной обмотки трансформатора.

Недостатком схемы является необходимость применения трех регуляторов вместо двух в предыдущей схеме.

Подобно одноканальной системе с симметричным согласованием двухканальная система регулирования тока обеспечивает практически безлюфтовое сопряжение характеристик двигательного и тормозного режимов и переход из одного режима в другой без паузы в кривой тока, т.е. предельное быстродействие электропривода. При этом, в отличие от одноканальных систем, величина уравнительного тока ограничивается (хотя и с перерегулированием) не только в установившихся режимах, но и во время переходных процессов.

Величина уравнительных дросселей здесь невелика.

Системы с автоматическим регулированием уравнительного тока не требуют строгой идентичности систем управления СИФУ-В и СИФУ-Н, также как и других элементов обоих каналов регулирования тока. Это является их большим преимуществом по сравнению со схемами с линейным согласованием без регулятора уравнительного тока.

Недостатком систем с автоматическим регулированием уравнительного тока является большая сложность систем управления по сравнению с одноканальными системами.

### 8.4. Системы с раздельным управлением вентильными группами реверсивного ТП

8.4.1. Системы, работающие в зависимости от знака сигнала рассогласования Наиболее эффективным способом уменьшения уравнительного тока является раздельное управление вентильными группами. В электроприводах с раздельным управлением импульсы в любом режиме работы электропривода подаются только на одну группу вентилей реверсивного преобразователя, и ток протекает только через эту группу. Так как другая группа вентилей при этом заперта, то тем самым, полностью исключается возможность возникновения уравнительных токов, и в электроприводах с раздельным управлением не требуется установка уравнительных дросселей. Это позволяет значительно сократить объем реверсивного преобразователя и примерно в (2...4) раза его массу.

Существуют несколько способов реализации раздельного управления вентильными группами. Наибольшее применение находят:

- 1) системы с выбором работающей группы в зависимости от знака сигнала рассогласования;
- 2) системы самонастройки (системы «сканирующей логики»).

Структурная схема реверсивного вентильного электропривода с выбором работающей группы в зависимости от знака сигнала рассогласования приведена на рис. 8.12.

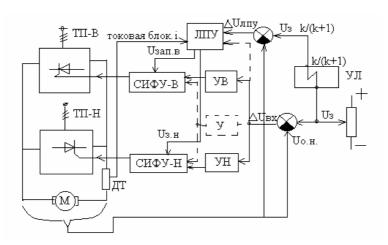


Рис. 8.12. Структурная схема реверсивного вентильного электропривода с раздельным управлением

В зависимости от требуемого направления вращения и уровня скорости, задаваемых командным органом, и действительного направления вращения и величины фактической скорости двигателя и направления момента нагрузки производственной машины система управления должна подключать ту или иную группу преобразователя и устанавливать необходимую величину угла управления вентилей.

Выбор работающей группы осуществляет важнейшая составная часть системы управления — логическое переключающее устройство (ЛПУ). Это устройство на основании сопоставления командных сигналов ( $U_3$ ) и сигналов обратных связей ( $U_{0,\mathrm{H}}$ ), характеризующих действительное состояние электропривода, дает разрешение на включение тиристоров той из реверсивных групп, которая должна пропускать ток, и вырабатывает запрещающий сигнал  $U_{3,\mathrm{B}}$  ( $U_{3,\mathrm{H}}$ ), который не допускает подачи управляющих импульсов на тиристоры неработающей группы. Последнее условие должно строго выполняться, так как из-за отсутствия уравнительных дросселей при одновременном включении тиристоров в реверсивных группах ТПВ и ТПН возникает междуфазное короткое замыкание.

По этой же причине не допустима подача включающих импульсов на группу, вступающую в работу, до тех пор, пока не прекратится протекание тока через группу, заканчивающую работу. В связи с этим в системе управления должна быть предусмотрена токовая блокировка, работающая от датчика тока ДТ. Последний контролирует снижение тока до нуля в группе, заканчивающей работу. Поскольку датчики тока обладают конечным порогом чувствительности, то необходима пауза между моментом отключения одной группы и моментом включения противоположной, за время которой ток заканчивающей работу группы должен упасть до нуля, а вентили восстановить

запирающие свойства. Следовательно, от чувствительности датчика тока зависит длительность аппаратной паузы.

Таким образом, для предотвращения аварийных режимов системы управления тиристорных электроприводов с раздельным управлением должны обеспечивать строгое выполнение следующих условий:

- 1. Недопустимость одновременной подачи управляющих импульсов на обе вентильные группы;
- 2. Поддержание подачи управляющих импульсов на тиристоры инверторной группы при наличии тока в ней;
- 3. Запрет включения одной вентильной группы при наличии тока в другой;
- 4. При переключении групп должна обеспечиваться аппаратная (бестоковая) пауза, в течение которой снимаются управляющие импульсы с обеих групп (3÷10 миллисекунд).

В системах с раздельным управлением с выбором работающей группы в зависимости от знака сигнала рассогласования на входы ЛПУ подаются два сигнала:

- 1. Сигнал наличия тока преобразователя;
- 2. Сигнал ошибки замкнутой системы автоматического регулирования. Сигнал, обозначенный пунктирной линией, один из возможных вариантов подачи сигнала ошибки на ЛПУ.

$$\delta U_{\rm BX} = U_{\rm 3} - U_{\rm o.H},\tag{8.4}$$

где  $U_3$  — задающее напряжение. Оно задает направление вращения и уровень частоты вращения.

 $U_{\text{о.н}}$  – напряжение обратной связи, характеризующее действительное направление вращения и величину частоты вращения.

Изменение состояния выходов ЛПУ, т.е. разрешение (сигнал) на переключение вентильных групп, наступает только в том случае, если:

- 1. Ток работающей группы стал равен нулю;
- 2. Произошла смена полярности сигнала ошибки.

Связь между знаком сигнала рассогласования и работающей группой для электроприводов со структурной схемой

(рис. 8.12) можно установить из рассмотрения таблицы (табл. 8.1). В этой таблице дается состояние отдельных элементов электропривода с раздельным управлением для наиболее характерных режимов работы.

При составлении таблицы принято, что электропривод имеет замкнутую систему управления, и что вращению двигателя в направлении «Вперед» (В) соответствует положительное значение задающего напряжения  $U_3$ , получаемого с командного органа.

Из анализа таблицы видно, что состояние логического переключающего устройства, определяющее выбор той или другой реверсивной группы, а следовательно, и направление тока и момента двигателя, однозначно связано с полярностью напряжения, подаваемого на вход усилителя системы управления ( $\delta U_{\rm BX} = U_3 - U_{\rm o.h}$ ), т.е. включению группы «Вперед» соответствует положительное значение  $\delta U_{\rm BX}$ , работе группы «Назад» – отрицательное.

Таблица 8.1 Состояние отдельных элементов реверсивного тиристорного ЭП для характерных режимов работы

№ характерных состояний ЭП	Положение командного органа (полярность $U_3$ )	Состояние ЭП: напр. вращения и отношение $w_3$ и $w$	Работа группы вентилей. Направление тока и момента двигателя	Режим работы преобразователя и двигателя	Полярность на входе усилителя системы управления	Характеристика режима
1	B(+)	B, w <w<sub>3</w<sub>	В	В(Д)	+	Работа в уст.
						реж.; разгон
2	B(+)	B, w <w<sub>3</w<sub>	Н	И(Т)	_	Торможение
						при перехо-
						де на пониж.
						w. Работа c
						(–) момен-

						том нагруз- ки
3	B(+)	Н	В	И(Т)	+	Торможение
						в начале
						реверса
4	H(-)	$H, w < w_3$	Н	В(Д)	_	Работа в уст.
						реж.; разгон
5	H(-)	$H, w \le w_3$	В	И(Т)	+	Торможение
						при перехо-
						де на пониж.
						w. Работа с
						(-) момен-
						том нагруз-
						ки
6	H(-)	В	Н	И(Т)	_	Торможение
						в начале
						реверса

Примечание: В – вращение «вперед»; Н – вращение «назад» – колонка N2.

В- выпрямительный; И- инверторный;

Д – двигательный; Т – тормозной режимы – колонка №5

Существует большое количество различных схем и конструкций логических переключающих устройств ЛПУ. Действие ЛПУ, применяемых в подобных схемах, основано на использовании изменения полярности сигнала ошибки регулирования при необходимости переключения групп и контроле наличия тока преобразователя. Оно должно выполнять все перечисленные ранее условия нормального функционирования электропривода. Рассматривать какие-либо конкретные схемы ЛПУ не имеет смысла из-за многочисленности их вариантов.

Для получения безлюфтового сопряжения характеристик двигательного и тормозного режимов и предотвращения больших толчков тока при переходе от выпрямительного режима к инверторному, осуществляемому вторым комплектом вентилей, (или при обратном переходе), напряжение вновь вступающей в работу

реверсивной группы в момент переключения должно быть согласовано по величине и направлению с ЭДС двигателя.

Если в системе управления не предусмотреть устройств для выполнения этого условия, то может возникнуть ряд нежелательных явлений. Если, например, систему управления углами  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  реверсивных групп выполнить так же, как и для систем совместного управления с одним реверсивным усилителем, воздействующим на СИФУ обеих реверсивных групп, и установить угол начального согласования фазовых характеристик равным 90°, то переход из двигательного режима в тормозной при изменении знака момента нагрузки (например, при движении в стволе порожних сосудов с тяжелым канатом) будет происходить неудовлетворительно. Согласование работы реверсивных групп должно быть не стандартным «симметричным», а характеристики должны быть «подогнаны» одна к другой, что может быть обеспечено использованием для каждой группы вентилей отдельных СИФУ, каждая из которых управляется от своего нереверсивного усилителя (УВ и УН).

Действие корректирующего устройства УЛ основано на том, что на вход ЛПУ подается не разность задающего напряжения  $U_3$  и напряжения обратной связи ( $\delta U_{\rm BX}$ ), а преобразованные сигналы. На вход ЛПУ подается разность выходного напряжения корректирующего устройства УЛ и напряжения обратной связи. Корректирующее устройство УЛ представляет собой преобразователь, в котором выходное напряжение составляет  $\kappa/(\kappa+1)$  от входного, т.е. устройство, понижающее напряжение.

Системы управления, вырабатывающие сигнал на переключение реверсивных групп в зависимости от сигнала рассогласования работают в большинстве случаев достаточно четко и надежно, но не свободны и от некоторых н е д о с т а т к о в :

1. Усложнение связей электропривода и преобразователя при необходимости получения безлюфтового сопряжения характеристик двигательного и тормозного режимов;

2. Возможность ложных переключений при высоких значениях коэффициента усиления из-за действия случайных помех.

#### 8.4.2. Системы самонастройки (сканирующей логики)

Работа систем самонастройки основана на автоматическом «поиске» группы, в которой существуют условия для протекания тока нагрузки. Известно довольно большое количество различных модификаций самонастраивающихся систем раздельного управления.

Структурная схема реверсивного вентильного электропривода с одной из более простых систем самонастройки показана на рис. 8.13.

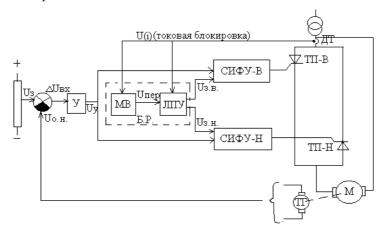


Рис. 8.13. Структурная схема реверсивного вентильного электропривода с системой самонастройки

Переключения реверсивных групп осуществляются с помощью блока реверса БР, состоящего из логического переключающего устройства ЛПУ и мультивибратора МВ. Работа ЛПУ происходит, в основном, так же, как и в ранее рассмотренной схеме. Отличие состоит лишь в том, что на его переключающий вход здесь поступает не сигнал рассогласования, а знакопеременное напряжение от внешнего источника — мультивиб-

ратора МВ. (В качестве источника переменного переключающего напряжения  $U_{\rm пер}$  иногда используется питающая сеть 50  $\Gamma$ ц).

На рис. 8.14 приведены диаграммы, поясняющие работу схемы с системой самонастройки. При отсутствии тока в преобразователе, мультивибратор работает в режиме автоколебаний и ЛПУ непрерывно переключается, периодически выдавая запрещающие сигналы  $U_{3,\mathrm{B}}$  и  $U_{3,\mathrm{H}}$  на соответствующие группы вентилей, разрешая, тем самым, попеременно работать то одной, то другой. Период переключающего устройства обычно составляет (5...20) мс. Время включенного состояния каждой группы  $t_{\mathrm{B}}$  ( $t_{\mathrm{H}}$ ) меньше полупериода переключающего напряжения на величину аппаратной паузы  $\delta t_{\mathrm{H}}$ .

Подобный режим может иметь, например, место, если управляющее напряжение  $U_{y}$ , поступающее с выхода усилителя «У» равно нулю, угол управления обеих вентильных групп равен 90° (или более, в зависимости от начального угла рассогласования), а двигатель неподвижен (интервал времени 0– $t_1$ ).

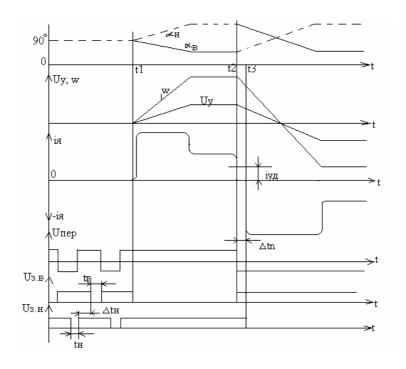


Рис. 8.14. Диаграммы системы с самонастройкой

Если подать команду на пуск двигателя в направлении «Вперед», то под действием напряжения управления  $U_{\rm Y}$  угол управления группы ТПВ  $\alpha_{\rm B}$  уменьшится, а угол управления группы ТПН увеличится. Тогда при очередном включении группы «Вперед» в ней возникнет ток, и двигатель начнет разгоняться в направлении «Вперед». Одновременно с этим с датчика тока ДТ на мультивибратор и ЛПУ будет подан сигнал токовой блокировки  $U_i$ , который запретит дальнейшее переключение как мультивибратора, так и ЛПУ. Тем самым будет зафиксирована работа группы «Вперед» и заблокирована работа группы «Назад». Это состояние будет сохраняться на протяжении всего времени протекания тока в группе «Вперед» (интервал  $t_1$ – $t_2$ ).

Если за счет уменьшения управляющего напряжения  $U_{\rm Y}$  будет подана команда на снижение частоты вращения (момент

времени  $t_2$ ), то угол управления группы ТПВ увеличится, а группы ТПН – уменьшится. ЭДС группы «Вперед» сделается меньше ЭДС двигателя, и ток якоря начнет снижаться. После снижения последнего до значения тока удержания  $i_{\rm vg}$  снимется токовая блокировка с мультивибратора, последний переключится в противоположное состояние, и на ранее работавшую группу с ЛПУ поступит запрещающий сигнал  $U_{3.B}$ . По истечение времени аппаратной паузы  $\delta t_{\rm H}$ , необходимой для снижения тока от значения тока удержания  $i_{yд}$  до нуля, снимется запрещающий сигнал  $U_{3,H}$  с группы ТПН (момент времени  $t_3$ ). Если при этом ЭДС этой группы окажется меньше ЭДС двигателя, то через группу «Назад» потечет ток и вновь вступит в действие токовая блокировка. Последняя на этот раз зафиксирует работу группы «Назад» и запретит переключение мультивибратора и ЛПУ в противоположное состояние до тех пор, пока будет существовать ток в этой группе. Если управляющее напряжение будет изменяться в прежнем направлении, то двигатель вначале будет тормозиться в режиме рекуперативного торможения, а затем, после изменения полярности управляющего напряжения начнет разгоняться в противоположном направлении.

В системе самонастройки переключения групп начинается при любой частоте вращения и любом направлении вращения двигателя после снижения тока до нуля. Поэтому, если при снижении величины ошибки  $\delta U_{\rm Bx}$  ЭДС работающей вентильной группы ТПВ окажется ниже ЭДС двигателя, и ток снизится до нуля, то сразу же автоматически, независимо от того, изменился знак  $\delta U_{\rm Bx}$ , или нет, произойдет переключение групп, и двигатель перейдет в режим рекуперативного торможения. В рассмотренном ранее примере работы шахтной подъемной установки при приближении подъемных сосудов к точке «равновесия» может произойти несколько смен режимов работы электропривода — с двигательного на тормозной и обратно.

Таким образом, в системах самонастройки на закон согласования углов управления реверсивных групп не накладывает-

ся каких-либо дополнительных условий. Это позволяет, в частности, применять симметричное согласование и получать регулировочную характеристику  $E_d = f(U_y)$  без «люфта» и безлюфтовое сопряжение характеристик двигательного и тормозного режимов без применения каких-либо дополнительных устройств, контролирующих величину ЭДС двигателя в момент переключения. (На вид внешних характеристик не влияет зона прерывистых токов — в двигательном и тормозном режимах).

Важнейшими параметрами систем раздельного управления являются *чувствительность датчика тока* и длительность паузы при переключении групп. Эти параметры взаимосвязаны. От чувствительности датчика тока зависит время бестоковой паузы.

К датчику нулевого тока предъявляются следующие основные требования:

- 1. Высокое быстродействие;
- 2. Высокая чувствительность;
- 3. Потенциальная развязка силовой цепи преобразователя от цепей управления;
- 4. Способность насыщаться при больших токах преобразователя.

Существует большое количество типов датчиков нулевого тока. Простейшие из них основаны на использовании обычных трансформаторов тока, первичная обмотка которых включена в цепь питания ТП со стороны переменного тока, и полупроводниковых диодов, выпрямляющих вторичный ток.

В последнее время все чаще в качестве датчиков нулевого тока используются датчики состояния тиристоров. Они позволяют с большой точностью установить момент времени, когда тиристор вследствие спадания тока до нуля, восстанавливает свои запирающие свойства.

При снижении тока до нуля тиристоры, пропускавшие этот ток, запираются, и между анодом и катодом тиристоров появляется напряжение. Если на всех тиристорах вентильной группы есть напряжение того или иного знака, следовательно, ток в этой группе отсутствует и при высоком быстродействии

прохождения сигнала бестоковая пауза может быть минимальной (до 3 миллисекунд).

Системы раздельного управления реверсивными ТП обладают рядом важных д о с т о и н с т в :

- 1. Отсутствие уравнительного тока и возможность полного отказа от уравнительных дросселей;
- 2. Более высокий КПД электропривода, так как нет потерь от уравнительных токов;
- 3. Возможность полного использования питающего трансформатора по напряжению и по мощности, та как здесь допустима работа в выпрямительном режиме с углом управления, равным нулю;
- 4. Меньшая вероятность опрокидывания инвертора, так как общее время работы ТП в инверторном режиме уменьшается во много раз;
- 5. В некоторых случаях привод имеет лучшие динамические показатели, та как благодаря отсутствию уравнительных дросселей суммарная индуктивность якорной цепи оказывается меньшей, чем при совместном управлении;
- 6. Исключение возможности появления больших динамических уравнительных токов в переходных режимах работы изза различного быстродействия систем инвертора и выпрямителя вследствие неполной управляемости вентилей и, как следствие, допустимость мгновенных реверсов выходного напряжения (например, при переходе из инверторного в выпрямительный режим);
- 7. Более простое соединение вентилей и возможность использовать общий блок R–C цепей для защиты вентилей обеих реверсивных групп от перенапряжений.

В то же время системы раздельного управления имеют и нелостатки:

1. Усложнение систем управления вследствие необходимости выработки сигнала управления переключением групп и обеспечения условий для безаварийного переключения;

- 2. Необходимость пауз между работой групп, что снижает быстродействие;
- 3. Недостаточная линейность характеристик электропривода в области малых нагрузок, т.е. из-за отсутствия уравнительных токов работа происходит в области прерывистого тока. Это обстоятельство затрудняет использование раздельного управления для электроприводов, которые могут работать в режиме идеального холостого хода или близком к нему, например, приводы лифтов;
- 4. Возможность возникновения толчков тока при переключении групп, так как за время паузы теряется непрерывность управления.
- 5. Трудность точного поддержания частоты вращения в электроприводах со знакопеременным моментом нагрузки;

В настоящее время почти все имевшие место трудности преодолеваются, и раздельное управление получает все большее применение не только в электроприводах большой мощности, где его преимущества наиболее весомы, но и в электроприводах средней и малой мощности.

#### 9. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

### 9.1. КПД тиристорного преобразователя

При определении КПД управляемого выпрямителя нужно учитывать, что понятие мощности, выделяемой в цепи нагрузки постоянного тока, может иметь двоякий смысл.

С одной стороны, это мощность  $P_d$ , определяемая как произведение постоянных составляющих (средних значений) выпрямленного тока  $I_d$  и напряжения  $U_d$ :

$$P_d = U_d I_d. (9.1)$$

С другой стороны, действительная полная мощность  $P_d$ , выделяемая в нагрузке, определяется как средняя мощность от мгновенных значений тока  $i_d$  и напряжения  $u_d$  в нагрузке за период повторяемости формы выпрямленного напряжения:

$$P'_{d} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} (u_{d} \cdot i_{d}) dt, \qquad (9.2)$$

где T — период повторяемости формы выпрямленного напряжения.

Разница в значениях этих мощностей обусловлена наличием пульсаций в выпрямленном напряжении и в токе нагрузки. Так, если обозначить пульсации в виде переменных составляющих  $\delta i_d$  и  $\delta u_d$ , то можно записать:

$$P'_{d} = P_{d} + \frac{1}{T} \int_{0}^{T} (\delta u_{d} \cdot \delta i_{d}) dt$$
 (9.3)

Очевидно, что в случае идеально сглаженного тока нагрузки, когда  $\delta i_d$  равен нулю ( $\delta u_d$  может быть не равен нулю), значения мощностей  $P_d$  и  $P_d$  совпадают.

На практике мощность  $P_d$ ′ при значительных пульсациях выпрямленного напряжения и тока может быть намного больше  $P_d$ . При определении КПД преобразователя этот факт необходимо учитывать. С энергетической точки зрения более правильно расчет КПД вести относительно мощности  $P_d$ ′, хотя иногда используется и величина  $P_d$ , рассматриваемая в некотором смысле как «полезная» мощность постоянного тока. В последнем случае составляющую мощности  $\delta P_d$ , обусловленную пульсацией напряжения на нагрузке, относят к дополнительным потерям.

Основные потери активной мощности имеют место в следующих частях тиристорных преобразователей:

- в трансформаторе  $\delta P_m$ ;
- в тиристорах преобразователя  $\delta P_{\rm B}$ ;
- во вспомогательных устройствах  $\delta P_{\text{всп}}$  (в системах управления, защиты, охлаждения, сигнализации и др.);
- дополнительные потери  $\delta P_{\text{доп}}$  (потери, обусловленные пульсациями напряжения и тока на нагрузке, потери при переключениях вентилей).

С учетом этих составляющих для преобразователя КПД определяется из следующего соотношения:

$$\eta = (U_d I_d) / (U_d I_d + \delta P_m + \delta P_B + \delta P_{BCII} + \delta P_{DOII}). \tag{9.4}$$

Изготавливаемые в настоящее время ТП большой мощности имеют КПД в пределах (0.85...0.9). ТП малой и средней мощности имеют КПД (0.7...0.8).

## 9.2. Коэффициент мощности тиристорного электропривода постоянного тока

Коэффициентом мощности в установках переменного тока называется отношение активной мощности, потребляемой установкой, к полной.

Для расчета режима работы сети переменного тока, влияния работы тиристорного электропривода на питающую сеть

необходимо знать величину полной мощности, потребляемую ТП. Коэффициент мощности позволяет определить полную мощность, потребляемую преобразователем электрической энергии, если известны активная мощность нагрузки преобразователя и его коэффициент мощности.

При определении коэффициента мощности ТП необходимо учитывать несинусоидальность потребляемого им из сети тока.

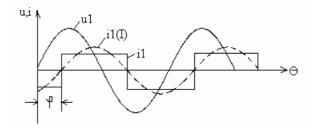


Рис. 9.1. Диаграммы напряжения питающей сети и тока, потребляемого однофазным мостовым ТП

На рис. 9.1 представлены диаграммы напряжения  $u_1$  питающей сети и тока  $i_1$ , потребляемого однофазным мостовым ТП из сети при допущении идеальной сглаженности выпрямленного тока ( $\omega L_u = \infty$ ) и мгновенной коммутации.

Из несинусоидального тока  $i_1$  может быть выделена первая гармоника  $i_{1(1)}$ , отстающая от напряжения  $u_1$  на угол  $\varphi$ . Соответственно активная мощность P, потребляемая преобразователем, выражается следующей формулой:

$$P = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi, \tag{9.5}$$

где  $U_1$  — действующее напряжение сети;  $I_{1(1)}$  — действующее значение первой гармоники тока, поступающего из сети;  $\phi$  — угол сдвига первой гармоники тока по отношению к напряжению питающей сети.

Полная мощность, потребляемая выпрямителем, на основании общего определения может быть записана в виде

$$S = U_1 I_1 = U_1 \sqrt{(I_{1(1)})^2 + \sum_{n=3}^{\infty} I_{1(n)}^2}, \qquad (9.6)$$

где  $I_1$  — действующее значение несинусоидального тока, поступающего из сети;  $I_{1(n)}$  — действующее значение его n-й гармоники.

Коэффициент мощности преобразователя  $\chi$  – это отношение активной мощности к полной, он может быть выражен следующим соотношением:

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{(I_{1(1)}\cos\varphi)}{\sqrt{(I_{1(1)})^2 + \sum_{n=3}^{\infty} I_{1(n)}^2}} = v\cos\varphi.$$
 (9.7)

Степень несинусоидальности тока в данном случае характеризуется коэффициентом искажения формы первичного тока v, определяемым как отношение действующего значения первой гармоники тока к действующему значению всего тока.

Гармонический состав потребляемого из сети тока зависит от пульсности схемы. При разложении в ряд Фурье ряд присутствующих гармоник подчиняется зависимости

$$n = km_n + 1, (9.8)$$

где n – номер гармоники, k = 1, 2, 3, 4, 5, 6, ...

Амплитуда и действующее значение гармоники тока зависят от ее номера:

$$I_{1(n)} = \frac{I_{1(1)}}{n} \,. \tag{9.9}$$

Коэффициенты искажения формы первичного тока при прямоугольной форме потребляемого тока следующие:

 $v = (2\sqrt{2}/\pi)$  – для однофазной мостовой схемы;

 $v = (3/\pi) - для 3-фазной мостовой схемы.$ 

При синусоидальном первичном напряжении получается, что чем ближе форма первичного тока к синусоиде, тем ближе к 1 коэффициент  $\nu$ .

На рис. 9.2 показаны формы первичного тока (так называемые «коммутационные функции») для различных схем преобразователей, которые получаются при идеальном сглаживании выпрямленного тока  $I_d$ . Мы видим, что по мере увеличения пульсности форма первичного тока приближается к синусоиде, и, значит, коэффициент искажения формы тока  $\nu$  приближается к единице.

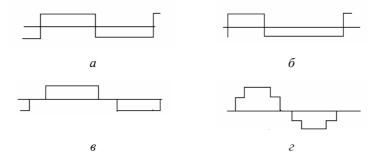


Рис. 9.2. Формы первичного тока для однофазной мостовой (a), 3-фазной нулевой  $(\delta)$ , 3-фазной мостовой (s) и для 12-пульсной (c) схем выпрямления

Для несинусоидального тока помимо активной мощности P и реактивной мощности Q вводится понятие мощности искажения T, определяемой как

$$T = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \ . \tag{9.10}$$

Мощность искажения T характеризует степень различия в формах кривых тока и напряжения. Для рассматриваемого случая форма кривой напряжения питающей сети — синусоидальная, а тока — прямоугольная, поэтому мощность T отлична от нуля.

Из рис. 9.1 видно, что для идеализированной схемы однофазного выпрямителя (при  $\omega L_{\scriptscriptstyle H} = \infty$  и угла коммутации  $\gamma = 0$ ) ток  $i_{1(1)}$  отстает от напряжения  $u_1$  на угол  $\phi$ , равный углу  $\alpha$ . Поэтому коэффициент мощности можно выразить формулой

$$\chi = v \cos \alpha. \tag{9.11}$$

В идеализированных схемах трехфазного нулевого и трехфазного мостового преобразователей углы α и φ также равны друг другу, и коэффициент мощности определяется по (9.11).

Для более точного определения коэффициента мощности необходимо учитывать угол коммутации  $\gamma$ . В этом случае коэффициент сдвига ( $\cos \phi$ ) может быть определен по формуле

$$\cos \varphi = \cos (\alpha + (\gamma/2)). \tag{9.12}$$

Угол коммутации  $\gamma$  также влияет и на коэффициент  $\nu$ , но в большинстве режимов работы, когда  $\gamma$  не превосходит  $30^{\circ}$ , это влияние незначительно.

Коэффициент мощности вентильного преобразователя носит индуктивный характер (преобразователь потребляет из сети реактивную мощность) и в основном определяется углом управления  $\alpha$ .

Здесь будет уместным вновь рассмотреть физические процессы, связанные с работой вентильных электроприводов, процессы, связанные с потреблением активной и реактивной мощности, с понятием полной мощности и ее составляющими.

При определении энергетического режима работы силовой установки (тиристорного преобразователя) важно выяснить, когда она является приемником электрической энергии и когда — источником. Для определения этого необходимо воспользоваться известными признаками источника и приемника, что рассмотрено в параграфе 4.1. Эти признаки нужно применить к таким объектам энергетического процесса, как питающая сеть и силовая установка (ТП).

Рассмотрим еще раз диаграммы напряжения и тока, изображенные на рис. 9.1.

Здесь питающее напряжение  $u_1$  синусоидальное. Ток представлен первой гармоникой в общем несинусоидальном токе

 $i_{1(1)}$ . Из диаграммы видно, что на интервале 0–1 напряжение  $u_1$  и ток  $i_{1(1)}$  имеют разные знаки, т.е. их направления не совпадают. Это значит, что на интервале 0–1 сеть является приемником электроэнергии, а силовое устройство, подключенное к сети, – источником.

На участке 1–2 знаки напряжения и тока одинаковы. Напряжение и ток по направлению совпадают. Здесь сеть – источник энергии, силовая установка – приемник.

В зависимости от соотношения длительности интервалов времени 0–1 и 1–2 изменяется коэффициент сдвига (соs  $\phi$ ). Наибольшее значение он имеет при полной сонаправленности полуволны тока с полуволной напряжения сети, или при полной противонаправленности полуволны (соs  $\phi$  = 1).

Наименьшее значение коэффициент сдвига имеет при отставании синусоиды тока от синусоиды напряжения на угол 90°.

Рассмотрим этот случай подробнее. На протяжении полуволны переменного напряжения энергия поступает в электротехническое устройство при совпадении направления тока и напряжения и возвращается в сеть, когда эти направления противоположны.

В каком элементе ТП эта энергия накапливается, чтобы со сдвигом в  $90^{\circ}$  она затем стала поступать обратно в сеть?

Одним из таких элементов является питающий трансформатор тиристорного преобразователя, вторым — индуктивность в цепи выпрямленного тока. В них накапливается энергия в виде магнитного поля. Затем при размагничивании трансформатора и магнитной цепи постоянного тока эта энергия отдается в сеть. Таким образом, по проводам протекает ток, создавая потери мощности в сопротивлениях проводов и не выполняя никакой полезной работы. При этом тиристоры, включаясь с углом управления  $\alpha = 90^{\circ}$ , только управляют потоками энергии, но не аккумулируют ее.

Возникает вопрос, что изменится в этом процессе движения энергии, если устранить аккумулирующие устройства — силовой трансформатор, питающий схему преобразователя и

индуктивности в цепи выпрямленного тока, т.е. подключить вентили прямо к сети переменного тока?

Сдвинутый относительно напряжения ток в виде большей или меньшей составляющей общего тока энергосистемы проходит по всей энергетической сети, начиная от генератора электростанции, производящего электрическую энергию. Проходя через все ступени преобразования энергии на подстанциях, и в каждом повышающем или понижающем трансформаторе эта составляющая тока производит намагничивание и размагничивание железа.

Поэтому устранение последнего звена – питающего трансформатора и сглаживающего дросселя тиристорного преобразователя несущественно. Перемагничивание всех предыдущих звеньев – силовых трансформаторов – остается, а значит, остается и потребление реактивной мощности.

# 9.3. Влияние работы тиристорного электропривода на питающую сеть

Поскольку в вентильном электроприводе постоянного тока имеет место непосредственная связь нагрузки с сетью, то все процессы, происходящие в цепи нагрузки, оказывают существенное негативное влияние на питающую сеть.

Этот отрицательный фактор проявляется в виде искажений трехфазного синусоидального напряжения питающей сети.

Перечислим в и ды возможных искажений напряжения и причины, их вызывающие:

- снижение действующего значения переменного напряжения вследствие потребления из сети активной мощности. Этот вид влияния имеет место не только в вентильном электроприводе, он характерен для любого типа электропривода;
- индуктивная составляющая тока сети, сдвинутая на 90° относительно синусоиды напряжения, вызывает *намагничивание* железа всех трансформаторов, по обмоткам которых она протекает, и *снижает общий коэффициент мощности сети*.

Намагничивая железо трансформаторов, эта составляющая тока приближает трансформаторы к насыщению, снижая их перегрузочную способность;

- *отклонение* формы питающего напряжения от синусоидального и *сдвиг* фазных, а значит, и линейных синусоид относительно друг друга вследствие несинусоидальности тока, потребляемого тиристорным преобразователем, а также возможной асимметрии тока в фазах;
- коммутационные провалы в синусоидах питающего напряжения. Эти провалы вызваны тем обстоятельством, что в интервале коммутации имеет место междуфазовое короткое замыкание коммутируемых фаз. При этом ток в одной фазе сети интенсивно снижается от значения  $I_d$  до нуля, а в другой с такой же скоростью увеличивается от нуля до  $I_d$ . Таким образом, изменение тока в индуктивностях сети вызывает появление ЭДС самоиндукции, которая проявляется в виде более или менее глубоких провалов в синусоидах напряжения (рис. 9.3).

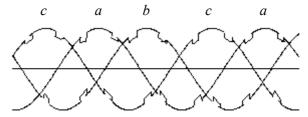


Рис. 9.3. Коммутационные провалы в синусоидах питающего напряжения

Глубина провалов зависит от соотношения мощностей вентильного электропривода и мощности короткого замыкания сети.

Чем меньше мощность последней, тем более глубокими являются провалы напряжения. Эти провалы напряжения не безвредны. Их можно рассматривать как высокочастотные искажения питающего напряжения.

Высшие гармоники вызывают дополнительные потери мощности в стали трансформаторов и электрических машин. «Правила технической эксплуатации электроустановок» ограничивают суммарную мощность всех высокочастотных искажений в сети величиной 5 % от номинальной мощности сети.

## 9.4. Улучшение коэффициента мощности тиристорных преобразователей

С ростом угла управления  $\alpha$  увеличивается реактивная мощность Q, потребляемая преобразователем из сети, а его коэффициент мощности согласно (9.11) становится меньше, т.е. ухудшается.

Это явление снижает технико-экономические характеристики электрической сети. Поэтому на практике часто принимают меры по повышению коэффициента мощности вентильных электроприводов. Принятие таких мер тем более целесообразно, чем выше мощность электропривода, так как в этом случае даже небольшое повышение коэффициента мощности дает значительный экономический эффект за счет экономии электрической энергии.

Простейшим способом повышения коэффициента мощности является установка источников реактивной мощность и, например, конденсаторов на первичной стороне трансформатора, питающего преобразователь. Емкость, включенная на синусоидальное напряжение, обеспечивает опережающий сдвиг тока, т.е. эти устройства вырабатывают реактивную мощность и, таким образом, компенсируют отставание тока от напряжения, вызванное работой ТП на активно-индуктивную нагрузку.

При установке статических конденсаторов с целью улучшения коэффициента мощности тиристорного электропривода постоянного тока (система ТП-Д) возникает опасность выхода из строя этих конденсаторов из-за высокочастотных искажений синусоидального напряжения сети (коммутационных прова-

лов). Дело в том, что для высших гармоник емкостное сопротивление конденсаторов очень мало, и через эти емкости проходят большие токи высокой частоты, которые разогревают емкости, и статические конденсаторы взрываются от перегрева. Поэтому в системах ТП-Д повышение коэффициента мощности с помощью статических конденсаторов возможно только для маломощных ТП, в тех случаях, когда мощность короткого замыкания сети не менее чем на два порядка превышает мощность тиристорного электропривода, и, таким образом, высокочастотные искажения напряжения незначительны.

Другим сравнительно простым способом является использование в выпрямителе трансформатора с отпайкам и на различные напряжения. В этом случае вместо увеличения угла управления, переключают тиристорную схему на отпайку обмотки трансформатора с более низким напряжением, что понижает значение выпрямленного напряжения так же, как при увеличении угла управления. Недостаток: поскольку переключение дискретно, то регулирование получается грубым, а также переключающие устройства снижают надежность и долговечность.

Для мощных электроприводов нашли применение преобразовательные установки с последовательным сое единением двух преобразователей, каждый из которых состоит из трехфазной мостовой схемы с питанием от отдельных трансформаторов или от одного трансформатора с двумя системами вторичных обмоток.

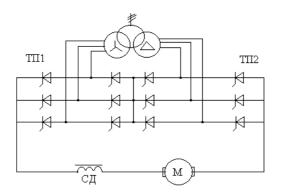


Рис. 9.4. Схема последовательного соединения двух ТП

Мосты рассчитываются на половинное напряжение и на полный ток нагрузки, т.е. на половину полной мощности преобразовательной установки.

Такой преобразователь с двумя мостами работает методом согласно-встречного управления следующим образом.

Если оба моста полностью включены ( $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ ), напряжение преобразователя максимальное. При регулировании напряжения в сторону снижения вначале изменяется угол  $\alpha_1$  и снижается выпрямленное напряжение одного моста, а напряжение второго моста остается постоянным. Когда напряжение первого моста снижается до нуля, результирующее напряжение преобразователя снижается до половинного значения, а при переводе первого моста в инверторный режим ( $\beta \rightarrow \beta_{min}$ ) напряжение преобразователя стремится к нулю. Затем увеличивается угол управления  $\alpha_2$  второго моста, и напряжение преобразователя стремится к максимальному отрицательному в инверторном режиме.

Таким образом, напряжение преобразователя определяется соотношением

$$U_{d\Sigma} = U_{d0\Sigma} ((\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2)/2).$$
 (9.13)

Одним из достоинств рассмотренной схемы последовательного соединения мостов является значительное умень-

шение потребления реактивной мощности и повышение коэффициента мощности.

Это связано с тем, что при регулировании напряжения один из мостов всегда работает с минимальным потреблением реактивной мощности, т.е. этот мост работает в выпрямительном режиме при значении угла  $\alpha$ , близком к нулю, или в инверторном режиме при угле  $\alpha_1$ , близком к  $180^\circ$ .

Потребляемая реактивная мощность всего преобразователя определяется в основном реактивной мощностью второго моста. Эта мощность вдвое меньше реактивной мощности одномостового преобразователя, так как мощность каждого моста в двухмостовой схеме равна половине полной мощности преобразовательной установки.

Необходимо также отметить, что в рассмотренной схеме преобразователя повышается значение коэффициента искажения формы первичного тока  $\nu$ , и, значит, повышается значение коэффициента мощности. Повышение коэффициента  $\nu$  связано с тем, что мост ТП1 питается от вторичной обмотки трансформатора, включенной по схеме «звезда», а мост ТП2 – от обмотки трансформатора, включенной по схеме «треугольник». Напряжение питания ТП2 сдвинуто от напряжения питания ТП1 на угол  $30^{\circ}$ . Таким образом в результате получается двенадцатипульсное выпрямление.

Кроме рассмотренных выше способов повышения коэффициента мощности электропривода по системе ТП-Д существует ряд других способов. Одним из них является реализация регулирования напряжения за счет опережающего угла α, при этом реактивная мощность генерируется в сеть. Однако широкого распространения в практике этот способ не находит из-за его сложности и ненадежности.

Создание полностью управляемых силовых электронных ключей существенно облегчило решение задачи повышения коэффициента мощности применением широтно-импульсной модуляции. При этом стало возможным

изменять входной ток по синусоидальному закону. Рассмотрим схему (рис. 9.5), приняв обычное допущение  $wL_d=\infty$  .

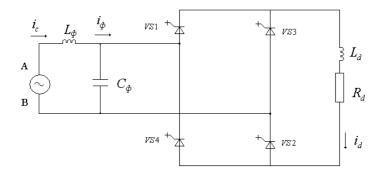


Рис. 9.5. Схема на полностью управляемых тиристорах для повышения коэффициента мощности применением ШИМ

Диаграмма (рис. 9.6) соответствует установившемуся режиму работы выпрямителя. Запираемые тиристоры включаются и выключаются по сигналам системы управления с большой частотой (на порядок или более превышающей частоту сети). На интервале  $0-\theta_1$  ток  $i_d$  проводят тиристоры VS1 и VS2, входной ток равен  $i_d$ . На интервале  $\theta_1-\theta_2$  тиристор VS2 выключается, а VS4 включается. В результате ток  $i_c$  становится равным нулю, так как  $i_d$  минует фазные входные цепи, протекая по VS1 и VS4, и выпрямительный мост оказывается как бы отключенным от сети.

Затем снова включаем  $\mathit{VS2}$  , а  $\mathit{VS4}$  выключаем, и фазный ток опять равен  $i_d$  .

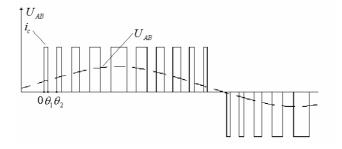


Рис. 9.6. Диаграмма работы схемы на полностью управляемых тиристорах

Изменяя длительность интервала протекания тока по синусоидальному закону, т.е. осуществляя модуляцию входного тока по синусоидальному закону, можно снизить содержание высших гармоник во входном токе до очень малых значений, легко подавляемых фильтром  $L_\Phi C_\Phi$ . В результате модуляции сетевой ток становится близким по форме к синусоидальному с заданной точностью.

#### 10. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

### 10.1. Регуляторы с непрерывным регулированием

Преобразователи постоянного тока преобразуют постоянный ток в постоянный. Преобразователи постоянного тока выполняют различные функции в системах электропитания: согласование уровней напряжения источника и потребителя электроэнергии, обеспечение гальванической развязки и др. В электроприводе преобразователи постоянного тока часто выполняют функции р е г у л я т о р о в напряжения или тока.

Регуляторы постоянного тока предназначены для регулирования по определенному закону величины напряжения или тока. Регуляторы, осуществляющие только стабилизацию параметров, называются с т а б и л и з а т о р а м и .

По принципу действия регуляторы постоянного тока делятся на *непрерывные* и *импульсные*.

Принцип действия регуляторов с непрерывным регулированием основан на зависимости ВАХ транзистора от базового тока. Таки образом, транзистор можно рассматривать как резистор с регулируемым сопротивлением, которое определяется током базы. В качестве регулируемого сопротивления транзистор VT может быть включен последовательно с нагрузкой и выполнять функцию исполнительного органа. В схеме (рис. 10.1) с ростом входного напряжения сигнал, поступающий на базу транзистора VT от СУ стабилизатора, увеличивает сопротивление перехода коллектор - эмиттер транзистора до такого значения, когда падение напряжения на транзисторе не станет равным (с точностью, обусловленной в основном схемой СУ) изменению входного напряжения  $\Delta E$ . При уменьшении входного напряжения сопротивление транзистора уменьшается и, соответственно, уменьшается падение напряжения на нём.

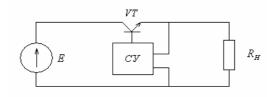


Рис. 10.1.Схема непрерывного регулятора постоянного тока

Следовательно, регулируя падение напряжения на транзисторе, можно стабилизировать выходное напряжение.

Стабилизаторы непрерывного действия имеют низкий КПД, но могут обеспечивать очень высокое качество выходного напряжения. Используются в маломощных источниках питания.

В электроприводе постоянного тока в настоящее время в качестве регуляторов напряжения применяются исключительно импульсные преобразователи постоянного тока.

# 10.2. Импульсное регулирование напряжения электропривода постоянного тока

### 10.2.1. Принцип импульсного регулирования напряжения

В основе работы импульсных преобразователей лежит следующий принцип. Предположим, что нагрузка подключена к источнику напряжения через ключевой элемент K, который периодически замыкается и размыкается (рис. 10.2).

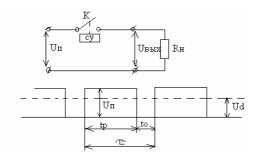


Рис. 10.2. Схема и диаграмма напряжения импульсного преобразователя с активной нагрузкой

Время замкнутого  $(t_p)$  и разомкнутого  $(t_0)$  состояний ключа можно автоматически изменять, воздействуя на него сигналами, поступающими из системы управления СУ. В результате к нагрузке будет приложено импульсное напряжение, форма которого соответствует диаграмме, представленной на рис. 10.2.

Очевидно, что среднее значение напряжения на нагрузке будет зависеть от соотношения времени замкнутого и разомкнутого состояний ключа K.

Согласно определению среднего значения напряжения можно записать:

$$U_{d} = \frac{1}{\tau} \int_{0}^{t_{p}} U_{n}(t) dt = \frac{U_{n} \cdot t_{p}}{\tau} = U_{n} f t_{p} , \qquad (10.1)$$

где  $U_d$  – среднее значение напряжения на нагрузке;

 $au = t_p + t_0$  — период переключения ключа или время цикла регулирования;

 $f = 1/\tau$  – частота переключения ключа.

Отношение

$$\gamma = \frac{t_p}{\tau} \tag{10.2}$$

называют коэффициентом заполнения периода рабочим им-пульсом.

Изменяя γ, можно регулировать выходное напряжение на нагрузке. Иногда рассматривается обратная величина

$$q = (1/\gamma) = (\tau / t_p),$$

которая называется скважностью работы ключа.

Возможны три способа регулирования напряжения:

- широтно-импульсное регулирование (ШИР), когда время  $t_p$  переменное, а частота f постоянная;
- частотно-импульсное регулирование (ЧИР), когда время  $t_p$  постоянное, а частота f переменная;
- ullet широтно-частотное регулирование, когда время  $t_p$  и частота f- переменные.

Регулирование напряжения в рассматриваемой схеме за счет изменения коэффициента  $\gamma$  можно рассматривать как ш и р о т н о - и м п у л ь с н о е регулирование напряжения на нагрузке.

Таким образом, время рабочего импульса и время паузы связаны с w соотношениями:

$$t_p = \gamma \tau, \tag{10.3}$$

$$t_0 = (1 - \gamma)\tau. \tag{10.4}$$

Схема регулирования напряжения и диаграмма, изображенные на рис. 10.2, могут быть реализованы лишь при активном сопротивлении нагрузки.

При использовании импульсного регулирования в системах электропривода нагрузка имеет активно-индуктивный характер и часто в составе нагрузки присутствует источник ЭДС.

В таком случае должен быть предусмотрен обратный вентиль. Он обеспечивает непрерывность тока в нагрузке при разрыве цепи импульсным элементом (ключом). На рис. 10.3 изображена схема и диаграммы напряжения и тока при активночиндуктивной нагрузке с противоЭДС.

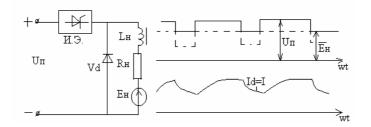


Рис. 10.3. Схема и диаграммы напряжения и тока импульсного преобразователя с активно-индуктивной нагрузкой с противоЭДС

На основании баланса энергии, поступающей в нагрузку из сети (от  $U_{\text{пит}}$ ) и энергии, которая тратится в период нагрузки, выявим зависимость, (связь) между средним значением тока, напряжением питания  $U_{\text{пит}}$ , ЭДС нагрузки  $E_{\text{н}}$  и коэффициентом  $\gamma$ . При получении этой зависимости введем допущение, что среднее и действующее значения тока в нагрузке равны. Это может иметь место при идеальной сглаженности тока (если  $L_{\text{н}} = \infty$ ).

$$U_{\Pi}I t_{p} = E_{H} I t_{p} + I^{2} R_{H} t_{p} + W_{L}$$
 (10.5)

$$W_L = E_{\rm H} I t_0 + I^2 R_{\rm H} t_0, \tag{10.6}$$

$$U_{\Pi} I t_{p} = E_{H} I \tau + I^{2} R_{H} \tau, \qquad (10.7)$$

$$U_{\Pi} t_p = E_{\mathrm{H}} \tau + I R_{\mathrm{H}} \tau. \tag{10.8}$$

Разделим левую и правую части на т, тогда:

$$U_{\rm H} \gamma = E_{\rm H} + I R_{\rm H},$$
 (10.10)

$$\gamma = (E_{\rm H} + IR_{\rm H})/U_{\rm II},\tag{10.11}$$

$$I = (U_{\Pi} \gamma - E_{\rm H})/R_{\rm H}.$$
 (10.12)

Уравнение (10.5) представляет собой уравнение баланса поступающей в нагрузку из сети энергии за время одного рабочего импульса  $(t_p)$  и энергии, тратящейся в нагрузке за время  $\tau$ .  $W_L$  – энергия, накапливаемая в индуктивности за время  $t_p$ . Этой

энергии достаточно для поддержания тока в нагрузке, равного I за время паузы  $(t_0)$ .

Прибавив к правой части уравнения значение  $W_L$ , получаем уравнение баланса энергии (10.7). Дальнейшие действия ясны без пояснений.

Уравнение (10.11) дает связь переменной  $\gamma$  с переменными  $I, U_{u}, E_{u}$ .

Уравнение (10.12) показывает, что регулирование тока в цепи нагрузки можно осуществлять изменением  $\gamma$  при неизменных  $R_n$ ,  $U_n$ ,  $E_n$ .

# 10.2.2. Способы реализации импульсных элементов (ключей)

Импульсные элементы (бесконтактные ключи) могут быть реализованы на базе тиристоров или силовых транзисторов, работающих в режиме переключения.

Тиристоры являются приборами с неполной управляемостью, поэтому для выключения тиристора, включенного на постоянное напряжение, необходимо использовать принудительную (искусственную) коммутацию (выключение), для чего в коммутирующем устройстве должен быть элемент, запасающий энергию в виде электрического или магнитного поля (емкость или электромагнитный элемент). Эта энергия используется для выключения тиристора, проводящего ток.

Известно большое число схем тиристорных ключей, обеспечивающих импульсное регулирование напряжения постоянного тока. Современные тиристоры допускают большую частоту включений и выключений, доходящую до десятка кГц. Поэтому тиристорные ключи получили применение в электроприводе постоянного тока. Они широко используются, например, на подвижных объектах с питанием от аккумуляторных батарей — на аккумуляторных электровозах, электромобилях, электрокарах.

Оптимальная частота импульсных регуляторов составляет примерно  $100...400~\Gamma$ ц.

Наиболее простой вариант тиристорного ключа представлен на рис. 10.4.

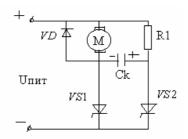


Рис. 10.4. Схема тиристорного ключа с коммутирующей емкостью

Здесь используется искусственная коммутация с помощью коммутирующей емкости  $C_{\kappa}$ , подключаемой параллельно тиристору VS1 другим тиристором VS2.

Ключ работает следующим образом: когда включен рабочий тиристор VS1, нагрузка (якорь двигателя M) оказывается подключенной к напряжению  $U_{\text{пит}}$ . Под действием напряжения на нагрузке заряжается конденсатор  $C_{\text{к}}$  по цепи: верхняя щетка  $M-R_1-C_{\text{к}}$  — нижняя щетка M — с полярностью, указанной на рисунке.

После заряда  $C_{\kappa}$  в момент, когда подан управляющий импульс на VS2, он включается, подключая  $C_{\kappa}$  параллельно VS1.

Ток разряда конденсатора течет в направлении, противоположном прямому току вентиля VS1, вызывая его выключение. Значение сопротивления  $R_I$  выбирается из расчета, чтобы ток VS2 был меньше тока удержания этого тиристора. Это означает, что после разряда емкости  $C_{\rm K}$  и выключения VS1 тиристор VS2 тоже выключится. Наступит пауза, когда ток якоря под действием ЭДС самоиндукции замыкается через неуправляемый вентиль VD. Приведенная схема является наиболее простой и наглядной схемой тиристорного ключа.

Основным недостатком этой схемы является ее неустойчивая работа в переходных режимах, при быстрых нарастаниях тока.

Значительно лучшие эксплуатационные характеристики имеет тиристорный ключ, схема которого представлена на рис. 10.5.

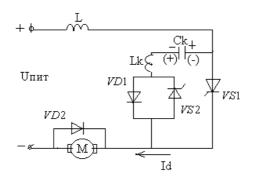


Рис. 10.5. Схема тиристорного ключа с колебательным контуром

Здесь искусственная коммутация осуществляется с помощью колебательного контура. Работа ключа осуществляется следующим образом: при включении схемы на напряжение  $U_n$  происходит заряд емкости  $C_{\mathbf{k}}$  по цепи +  $U_n$  – L –  $C_{\mathbf{k}}$  –  $L_{\mathbf{k}}$  – VD1 – M –  $U_n$ .

Полярность заряда емкости показана сверху. В момент подачи управляющего импульса на VS1 этот тиристор включается и начинается время рабочего импульса. При этом заряд на емкости  $C_{\kappa}$  сохраняется, так как цепи для ее разряда нет. Когда наступит время выключения рабочего импульса, т.е. выключения тиристора VS1, подают управляющий импульс на тиристор VS2. Появляется цепь разряда емкости  $C_{\kappa}$ :  $C_{\kappa}+-VS1-VS2-L_{\kappa}-C_{\kappa}$ -. Рассмотренный контур является колебательным контуром с высокой добротностью. В нем есть емкость  $C_{\kappa}$  и индуктивность  $L_{\kappa}$ . Что же касается активных сопротивлений, то они представлены двумя тиристорами в открытом состоянии. Эти сопротивления очень малы, чем и объясняется высокая добротность контура.

Частота свободных колебаний этого контура во много раз (до двух порядков) превышает частоту рабочих импульсов. Колебательный процесс в контуре вызывает перезарядку емкости  $C_{\rm K}$  (полярность указана в скобках). Затем наступает второй полупериод колебания. Ток проходит по цепи:  $C_{\rm K}$  (+)  $-L_{\rm K}-VD1-VS1-C_{\rm K}$  (-). Этот ток выключает тиристор VS1, а также во время этого полупериода выключается тиристор VS2.

Индуктивность L осуществляет обратную положительную связь между величиной тока нагрузки и уровнем заряда емкости  $C_{\kappa}$  после выключения тиристора VS1 за счет ЭДС самоиндукции в этой индуктивности.

Эта положительная обратная связь обеспечивает устойчивость работы ключа в переходных режимах.

Как было сказано ранее, в литературе описано большое число тиристорных ключей, работающих на различных принципах.

# 10.3. Широтно-импульсные преобразователи для управления двигателями постоянного тока

Упрощенная принципиальная схема широтно-импульсного преобразователя (ШИП) представлена на рис. 10.6. Она содержит четыре ключа TKI-TK4. В диагональ моста, образованного силовыми ключами, включена нагрузка.

Нагрузкой является якорь двигателя постоянного тока. Питание ШИП осуществляется от источника постоянного тока, например неуправляемого выпрямителя.

Наиболее простым способом управления ШИП по цепи якоря является симметричный способ управления.

При этом способе в состоянии одновременного переключения находятся все четыре силовых ключа моста, а напряжение на выходе ШИП представляет собой знакопеременные импульсы, длительность которых регулируется входным сигналом.

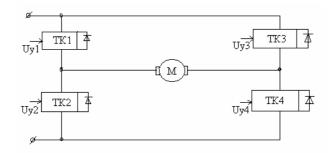


Рис. 10.6. Упрощенная принципиальная схема ШИП

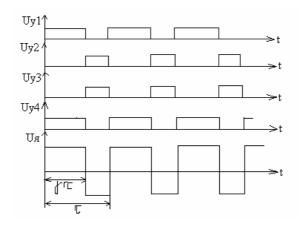


Рис. 10.7. Временные диаграммы работы ШИП при симметричном способе управления

Временные диаграммы работы ШИП при симметричном способе управления (рис. 10.7) показывают, что среднее напряжение  $U_{\rm g}$  на выходе ШИП равно нулю, когда относительная продолжительность включения  $\gamma_0 = 0,5$ .

Симметричный способ управления обычно используется в маломощных электроприводах постоянного тока. Его пре-имущества и мущества и ми являются простота реализации и отсутствие зоны нечувствительности в регулировочной характеристике. Недостатком ШИП с симметричным управлением

является знакопеременное напряжение на нагрузке и в связи с этим повышенные пульсации тока в якоре двигателя.

Стремление исключить этот недостаток привело к разработке способов, обеспечивающих однополярное напряжение на выходе ШИП. Простейшим из них является несимметричное управление.

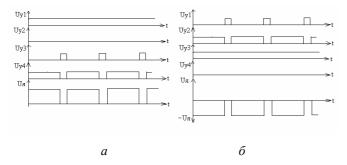


Рис. 10.8. Временные диаграммы работы ШИП при несимметричном способе управления

В этом случае переключаются силовые ключи TK3 и TK4 (ключи TK1 и TK2 при противоположной полярности входного сигнала), силовой ключ TK1 постоянно открыт, а ключ TK2 постоянно закрыт. Силовые ключи TK3 и TK4 переключаются в противофазе. При включенных TK1 и TK4 формируется напряжение, поступающее на якорь двигателя. Когда выключается TK4 и включается TK3, ток течет через открытый ключ TK1 – якорь двигателя M – обратный диод ключа TK3.

При включенных TK1 и TK4, когда  $E_{\rm дв} > U_n$ , происходит рекуперация энергии в сеть. Ток проходит по обратным диодам этих ключей. Когда же в режиме рекуперации выключается TK4 и включается TK3, ток не прерывается, он течет по пути: левая щетка двигателя M — обратный диод ключа TK1 — ключ TK3— правая щетка двигателя — якорь двигателя.

При работе в двигательном режиме на выходе ШИП формируются знакопостоянные импульсы (рис. 10.8), и среднее

напряжение на выходе равно нулю, когда относительная продолжительность включения ключа TK4  $\gamma_0 = 0$ .

Недостатком рассмотренного способа управления является то, что загрузка ключей рабочим током неодинакова.

Этот недостаток устранен при поочередном управлении. Здесь при любом знаке входного сигнала в состоянии переключения находятся все четыре силовых ключа моста, однако частота переключения каждого из них в два раза меньше частоты напряжения на выходе.

Чем ниже частота переключения силовых ключей, тем ниже дополнительные потери мощности в них, т.е. пониженная частота переключения силовых элементов является достоинством ШИП.

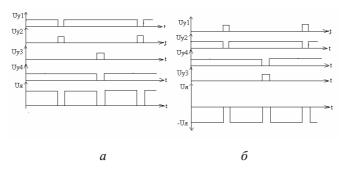


Рис. 10.9. Временные диаграммы работы ШИП при поочередном способе управления

Управляющее напряжение силовых ключей TK1, TK2 и TK3, TK4 постоянно находится в противофазе; при этом ключи переключаются через период выходного напряжения  $\tau$ . Этим достигаются одинаковые условия работы полупроводниковых приборов в мостовой схеме.

При некотором знаке входного сигнала управляющие импульсы  $U_{y1}$  и  $U_{y4}$  длительностью  $t_1=(1+\gamma)\tau$  подаются на диагонально расположенные ключи со сдвигом на полпериода, а управляющие импульсы  $U_{y2}$  и  $U_{y3}$  длительностью  $t_2=(1-\gamma)\tau$  также со сдвигом на полпериода подаются на силовые элементы противоположной диагонали (TK2, TK3). В этом случае на

интервале  $\gamma \tau$  нагрузка подключена к источнику питания с помощью диагонально расположенных ключей, а на интервале  $(1-\gamma)\tau$  нагрузка закорочена с помощью верхних или нижних ключей, если работа преобразователя происходит в инверторном режиме.

При изменении знака входного сигнала порядок управления диагональными ключами изменяется на противоположный. При поочередном управлении на нагрузке формируются знакопостоянные импульсы длительностью  $\gamma \tau$ .

#### 11. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Преобразователи переменного напряжения (регуляторы переменного напряжения) предназначены для изменения величины переменного напряжения.

На рис. 11.1, a приведена схема однофазного преобразователя переменного напряжения, а на рис. 11.2, a — диаграмма напряжения на нагрузке.

Изменение действующего значения напряжения на на грузке осуществляется изменением угла управления α. Такое регулирование называется фазовым или импульсной модуляцией на основной частоте (ИМ-ОЧ). При этом даже при активной нагрузке ухудшаются  $\cos \varphi$  и коэффициент мощности. При таком регулировании даже цепь сопротивления, имеющая практически чисто активное сопротивление, представляет для сети как бы индуктивную нагрузку. Тем не менее, такая схема применяется для регулирования активных и активно-индуктивных нагрузок— цепей сопротивления, ламп накаливания, а также однофазных двигателей переменного тока, например, в электроинструментах.

В схеме рис. 11.1, б применены запираемые тиристоры, что позволяет получить на нагрузке напряжение в соответствии с рис. 11.2, б или рис. 11.2, в. При этом соѕф может быть меньше или равен 1, но угол сдвига ф получается опережающим (фазовое регулирование с опережающим углом сдвига) или равным нулю. При таком регулировании цепь сопротивления представляет для сети как бы емкостную нагрузку. В связи со сложностью быстрого прерывания тока в цепи, в которой имеется хотя бы небольшая индуктивность, схема усложняется за счет применения дополнительных элементов и поэтому не получила распространения.

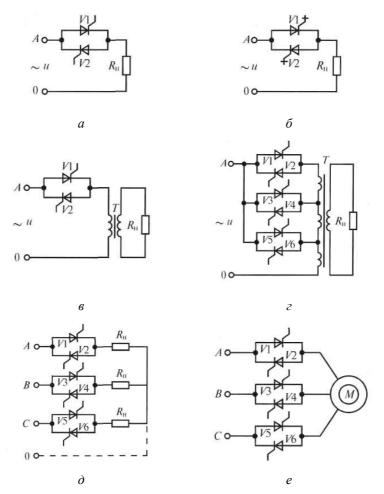


Рис. 11.1. Преобразователи переменного напряжения: однофазные на не полностью (a) и полностью управляемых ( $\delta$ ) тиристорах; однофазные на первичной стороне трансформатора ( $\epsilon$ ) и трансформатора с отпайками ( $\epsilon$ ); трехфазные для регулирования напряжения на активной нагрузке ( $\delta$ ) и двигателе ( $\epsilon$ )

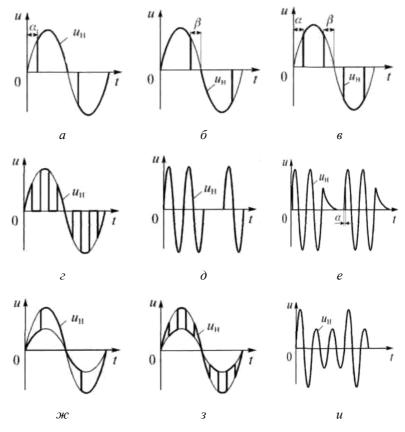


Рис. 11.2. Диаграммы напряжений на нагрузке ППН при различных, способах управления (модуляции): ИМ-ОЧ (фазовое регулирование) с отстающим ( $\alpha > 0$ ), опережающим ( $\beta > 0$ ) и равным нулю ( $a = \beta$ ) углом сдвига (a,  $\delta$ ,  $\epsilon$ ); ИМ-ВЧ ( $\epsilon$ ); ИМ-НЧ ( $\delta$ ); ИМ-НЧ на первичной стороне трансформатора ( $\epsilon$ ); многозонные ИМ-ОЧ ( $\epsilon$ ), ИМ-ВЧ ( $\epsilon$ ) и ИМ-НЧ ( $\epsilon$ )

В описанных способах изменение действующего значения напряжения на нагрузке осуществляется за счет изменения формы напряжения, что нежелательно для ряда потребителей.

Импульсная модуляция на высокой частоте (ИМ-ВЧ) (рис. 11.2,  $\varepsilon$ ) позволяет получать при небольшом фильтре сину-

соидальную гладкую составляющую тока, потребляемого из сети, и напряжения на нагрузке при  $\cos \phi = 1$ . Однако в связи со сложностью прерывания тока в индуктивной цепи схема усложняется и поэтому также не получила распространения.

Импульсная модуляция на низкой частоте (ИМ-НЧ) иллюстрируется рис. 11.2,  $\partial$ . Эта модуляция реализуется в схеме рис. 11.1, a. Уменьшение мощности, выделяемой в активной нагрузке, производится включением и выключением тиристоров в моменты перехода тока и напряжения через нуль. При питании активной нагрузки и ИМ-НЧ сохраняется  $\cos \varphi = 1$ . Однако за счет возникающих гармоник с частотами ниже частоты напряжения сети коэффициент мощности ухудшается. В литературе доказано, что коэффициент мощности одиночного регулятора не зависит от способа импульсной модуляции, а определяется глубиной регулирования. Импульсная модуляция на низкой частоте применима для инерционных объектов (например, печей сопротивления).

Диапазон номинальных значений напряжений и токов электрических нагрузок чрезвычайно широк. Для согласования с напряжением сети применяются трансформаторы. При малых или очень больших напряжениях нагрузки для регулирования целесообразно включать тиристорные ключи на первичной стороне трансформатора, однако при этом возникает ряд проблем, связанных с насыщением трансформатора. Эти проблемы обостряются при ИМ-НЧ, когда включения трансформатора происходят очень часто.

При включении трансформатора начальная магнитная индукция имеет определенные значения. В переходном процессе изменения индукции после включения с произвольным углом управления может быть превышено максимальное значение индукции установившегося цикла перемагничивания. Это вызывает насыщение трансформатора и резкое увеличение (выброс) тока намагничивания, который снижается до установившегося значения за десятки периодов. Выбросы тока намагничивания могут в десятки раз превышать номинальный ток

трансформатора. Введением определенного угла управления в первом полупериоде в начале каждого цикла включения можно практически устранить выбросы тока намагничивания. При этом диаграмма напряжения на нагрузке соответствует рис. 11.2, *e*.

Качество напряжения на выходе тиристорного регулятора переменного напряжения и коэффициент мощности могут быть улучшены при применении многозонной импульсной модуляции. Такая модуляция может быть реализована в схеме рис. 11.1,  $\varepsilon$ . При этом вид напряжения на нагрузке будет соответствовать диаграммам (рис. 11.2,  $\varkappa$ , 3, u). Диаграмма рис. 11.2,  $\varepsilon$  может быть реализована, если в схеме (см. рис. 11.1,  $\varepsilon$ ) заменить обычные тиристоры на запираемые.

На рис. 11.1,  $\partial$  приведена схема трехфазного преобразователя переменного напряжения. Если нагрузка при этом имеет нулевой вывод, то процессы и диаграммы напряжений на нагрузке ничем не отличаются от процессов в однофазной схеме. При отсутствии нулевого вывода процессы и диаграммы существенно усложняются.

Фазовое регулирование может быть применено для регулирования скорости асинхронного двигателя (см. рис. 11.1,  $\partial$ ). Однако, из-за большого содержания высших гармоник в токе, протекающем через фазы двигателя при таком регулировании, понижение скорости может быть весьма кратковременным во избежание перегрева двигателя. Та кое регулирование получило очень широкое применение в устройствах для ограничения пусковых токов асинхронных двигателей. В устройствах для плавного пуска асинхронных двигателей угол управления плавно уменьшается от начального значения до полного включения тиристоров. При этом пусковые токи снижаются в 2...3 раза.

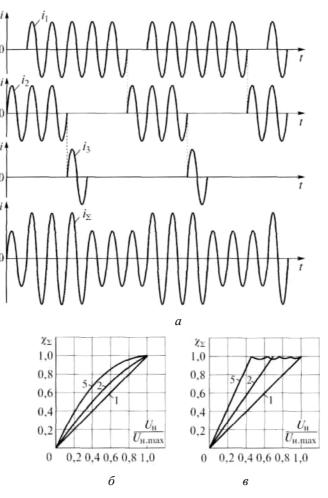


Рис. 11.3. Диаграммы токов при синхронизации трех ППН (a) и результирую щий коэффициент мощности группы при независимой работе  $(\delta)$  и синхронизированном управлении (s)

При импульсной модуляции на низкой частоте вредное влия ние на сеть может быть ослаблено при синхронизации группы тиристорных регуляторов переменного напряжения. На рис. 10.3, *а* показаны диаграммы токов при синхронизации трех ППН и приве ден суммарный ток, потребляемый из сети.

Колебания амплитуды суммарного тока, потребляемого из сети, не превышают амплитуду тока одного регулятора. При независимой работе регуляторов скач ки тока могли бы достигать суммы токов трёх регуляторов. На рис. 11.3,  $\delta$  показана зависимость результирующего коэффициента мощ ности от глубины регулирования при независимой работе регулято ров, а на рис. 11.3,  $\epsilon$  — при синхронизированном управлении. Из срав нения рисунков видно, что достигается существенный эффект.

#### 12. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

# 12.1. Классификация преобразователей частоты на полупроводниковых элементах

Для реализации частотного управления электропривода переменного тока наиболее перспективными являются полупроводниковые преобразователи частоты (ПЧ).

Общим главным достоинством полупроводниковых ПЧ является возможность экономичного регулирования частоты вращения наиболее массового, дешевого и надежного асинхронного электропривода с двигателем, имеющим короткозамкнутый ротор.

В ПЧ управлению подлежат две выходные координаты: амплитуда напряжения (или тока) нагрузки  $U_m$  ( $I_m$ ) и частота изменения напряжения (или тока)  $f_n$ .

Соответственно две входные координаты — сигнал управления напряжением (или током)  $u_{y,H}$  ( $u_{y,T}$ ) и сигнал управления частотой  $u_{y,f}$ .

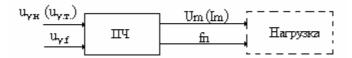


Рис. 12.1. Структурная схема ПЧ

Современные  $\Pi$ Ч (рис. 12.1) можно разделить на два основных класса:

- двухзвенные ПЧ с автономными инверторами (с промежуточной цепью постоянного тока);
- ПЧ с непосредственной связью нагрузки с сетью (непосредственные ПЧ).

### 12.2. Двухзвенные преобразователи частоты (ДПЧ)

Принцип действия ДПЧ: переменное напряжение сети вначале выпрямляется, а затем инвертируется, т.е. преобразуется в переменное напряжение (или ток) требуемой регулируемой частоты посредством инвертора (рис. 12.2).

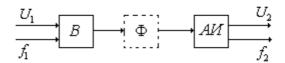


Рис. 12.2. Функциональная схема ДПЧ

В системах электропривода применяются автономные инверторы (АИ). Они способны функционировать как при наличии, так и при отсутствии в цепи нагрузки источников активной энергии.

#### 12.2.1. Автономный инвертор

В автономных инверторах выходные параметры (форма, частота напряжения) определяются схемой инвертора и его системой управления в отличие от зависимых инверторов, выходные параметры которых соответствуют параметрам сети.

Автономный инвертор представляет собой коммутатор, для работы которого необходимы полностью управляемые переключающие элементы (ключи). Наиболее подходящими для автономных инверторов являются полностью управляемые полупроводниковые приборы (силовые транзисторы, запираемые тиристоры). В случае использовании обычных тиристоров, т.е. приборов с неполным управлением, схема инверторов дополняется устройствами принудительной, как правило, емкостной коммутации.

Автономный инвертор тока. В цепи постоянного тока АИТ включен реактор с большой индуктивностью. Тогда в интервале между коммутациями ключей ток в реакторе изменяется незначительно. В этом случае ключи изменяют направ-

ление (но не мгновенное значение) тока в нагрузке, так что последняя питается как бы от источника тока. Нагрузка таких схем носит, как правило, емкостной характер, так как при индуктивной нагрузке из-за скачкообразного изменения тока возникли бы перенапряжения, нарушающие нормальную работу элементов схемы.

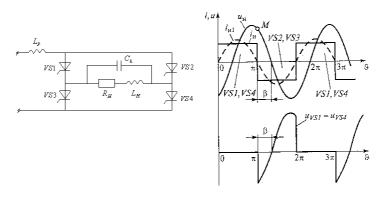


Рис. 12.3. Схема и диаграммы тока и напряжения однофазного мостового АИТ

Предположим, что на интервале от нуля до  $\pi$  в проводящем состоянии находятся тиристоры VS1 и VS4. В момент  $9=\pi$  на тиристоры VS2 и VS3 поступают управляющие импульсы. При этом напряжение на нагрузке (точка M на рис. 12.3) равно  $U_{HM} \sin \beta$ , где  $\beta$  — угол сдвига между синусоидами выходного напряжения и выходного тока инвертора. Это напряжение является прямым для тиристоров VS2 и VS3, они включаются, и цепь нагрузки оказывается замкнутой накоротко через все открытые тиристоры схемы. В результате этого возникает разряд коммутирующего конденсатора  $C_{\kappa}$ . Ток разряда распределяется по двум контурам. В одном контуре он направлен навстречу току, протекающему через тиристор VS1, а в другом — навстречу току, протекающему через тиристор VS4. Когда токи этих тиристоров станут равными нулю, они выключатся, так как завершится процесс коммутации тиристо-

ров. Поскольку в конурах разряда конденсатора отсутствуют индуктивности, этот процесс можно считать мгновенным.

После выключения тиристоров VS1 и VS4 ток начинает проходить через тиристоры VS2 и VS3, вследствие чего направление тока нагрузки скачком изменяется. Напряжение  $u_H$  в момент коммутации не изменяется из-за наличия в схеме конденсатора  $C_{\kappa}$ . К тиристорам VS1 и VS4 скачком прикладывается обратное напряжение  $U_{HM} \sin \beta$ , и они имеют возможность восстанавливать запирающие свойства. Для нормальной коммутации необходимо, чтобы  $\beta \geq wt_q$ , где w — частота выходного напряжения,  $t_q$  — время выключения тиристора.

В противном случае после прохождения напряжения  $u_H$  через нуль произойдет повторное включение VS1 и VS4, так как на них будет подано прямое напряжение раньше, чем они успеют восстановить свою запирающую способность. В результате этого возникнет аварийный режим, когда во включенном состоянии будут находиться одновременно все тиристоры («опрокидывание» инвертора). Чтобы этого не случилось, необходимо, чтобы вся нагрузка вместе с конденсатором  $C_{\kappa}$  имела емкостной характер и ток опережал напряжение  $u_H$ .

Автономный инвертор напряжения. В этом случае источник постоянного напряжения подключен непосредственно к ключевым элементам, которые периодически с изменением полярности подключают это напряжение к нагрузке. В результате нагрузка питается как бы от источника переменного напряжения. Нагрузка в этом случае должна носить активный или активно-индуктивный характер.

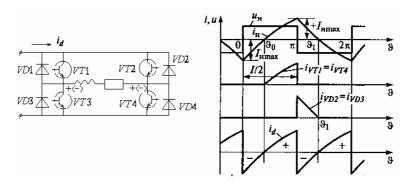


Рис. 12.4. Схема и диаграммы тока и напряжения однофазного АИН на транзисторах

Когда открыты транзисторы VT1 и VT4, напряжение на нагрузке имеет полярность (без скобок), а ток нагрузки растет по экспоненте. В момент  $9=\pi$  поступают управляющие импульсы, запирающие VT1, VT4 и отпирающие VT2, VT3. Поскольку ток  $i_H$  в индуктивности нагрузки не может измениться скачком, то он продолжает протекать в том же направлении, но уже не через транзисторы VT1 и VT4, а через диоды VD2 и VD3, которые включаются при выключении транзисторов VT1 и VT4 из-за возникновения противо ЭДС индуктивности нагрузки, превышающей напряжение источника питания  $U_d$ . Во время протекания тока через обратные диоды происходит возврат энергии из нагрузки в источник постоянного тока.

Включение диодов VD2 и VD3 приводит к изменению знака напряжения нагрузки на противоположный (полярность в скобках). Под воздействием встречного напряжения ток нагрузки  $i_H$ , протекающий через диоды VD2 и VD3 в источник питания, будет уменьшаться также по экспоненте. При спадании тока до нуля (в момент  $9=9_1$ ) диоды VD2 и VD3 выключаются, и ток нагрузки начинают проводить транзисторы VT2, VT3, на базах которых с момента  $9=\pi$  присутствует управляющий импульс. Далее аналогичные процессы повторяются.

### 12.2.2. Анализ истории развития ДПЧ

История развития ДПЧ позволяет выделить три характерных этапа.

**Первый этап** характеризуется освоением серийного производства и промышленным использованием ДПЧ, выполненных по схеме «управляемый тиристорный выпрямитель – LC фильтр — автономный тиристорный инвертор напряжения с принудительной коммутацией» (рассмотрены выше). Здесь происходит *амплитудное регулирование напряжения (или то*ка) в управляемом источнике (рис. 12.5).



Рис. 12.5. Функциональная схема ДПЧ с амплитудным регулированием

Преобразование напряжения сети с неизменной стандартной частотой (например, 50  $\Gamma$ ц) и стандартным действующим напряжением (например, 380 B) в регулируемое по величине выпрямленное напряжение  $U_d$  (или ток  $I_d$ ) промежуточной цепи осуществляется управляемым источником (УИ) соответственно напряжения (УИН), или тока (УИТ) (рис. 12.6).

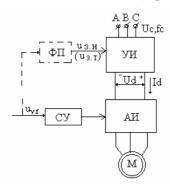


Рис. 12.6. Функциональная схема ДПЧ с управляемым источником

Значение  $U_d$  (или  $I_d$ ) на выходе УИ определяется задающим сигналом  $U_{3,\mathrm{H}}$ . ( $U_{3,\mathrm{T}}$ ). При этом за счет обратных связей по напряжению или току, значения  $U_d$  ( $I_d$ ) можно считать стабилизированными, т.е. независимыми от колебаний напряжения сети и изменения тока нагрузки для  $U_d$ , от колебаний напряжения сети и момента нагрузки для  $I_d$ .

Значения  $U_d$  ( $I_d$ ) являются входными энергетическими величинами автономного инвертора. При этом автономный инвертор выполняется как инвертор напряжения (АИН) с выходными координатами  $U_n$  и  $f_n$ , если получает питание от управляемого источника напряжения, или как инвертор тока (АИТ) с выходными координатами  $I_n$  и  $f_n$ , если получает питание от управляемого источника тока. Выходные величины  $U_n$ , ( $I_n$ ),  $f_n$  управляются каналом частоты, в состав которого входит система управления инвертором СУ. В системе частотного управления асинхронным двигателем каналы управления АИ и УИ взаимосвязаны. Задание на уровень напряжения и тока УИ формируется с помощью функционального преобразователя ФП в зависимости от частоты.

Для варианта ПЧ с АИН в качестве управляемого источника напряжения (УИН) используется тиристорный преобразователь с малым внутренним сопротивлением, что должно обеспечить постоянство напряжения питания инвертора независимо от тока нагрузки. При значительном внутреннем сопротивлении ТП условие  $U_d$  = const может быть обеспечено с помощью отрицательной обратной связи по напряжению. В том случае, если УИ является источником напряжения, полярность  $U_d$  не изменяется и регулируется от нуля до  $U_{dmax}$ . Перевести УИ в режим работы приемника энергии, т.е. обеспечить рекуперацию энергии из цепи нагрузки в сеть переменного тока можно только при изменении направления тока  $I_d$  . Для этого УИ должен представлять собой реверсивный ТП с двумя комплектами вентильных групп. Данное обстоятельство усложняет схему и исполнение ПЧ с АИН, что является его недостатком.

Для варианта ПЧ с АИТ управляемый источник тока должен обеспечивать постоянство входного тока инвертора  $I_d$ независимо от скорости асинхронного двигателя - нагрузки ПЧ. Ток  $I_d$  должен определяться только величиной  $u_{3,T}$  на входе УИ. При постоянной величине  $u_{3,T}$  условие  $I_d$  = const достигается с помощью обратных связей и введением в цепь постоянного тока реактора с большой индуктивностью. Так как направление тока  $I_d$  не должно изменяться, то для перевода УИ в инверторный режим работы, т.е. для рекуперации энергии в сеть требуется изменение полярности напряжения на выходе УИ. Это условие может быть выполнено на нереверсивном ТП с одной вентильной группой путем перевода его в режим работы инвертора, ведомого сетью. Это, как известно, достигается изменением величины угла управления α со значений α < 90° на значения α > 90°. Данное обстоятельство является достоинством ПЧ с АИТ, так как его схема содержит меньшее число силовых вентилей, чем схема ПЧ с АИН. Однако ПЧ с АИТ не может работать без обратных связей по напряжению или скорости двигателя, которые должны обеспечить ему установившиеся режимы работы.

Основные недостатки преобразователей, освоенных на первом этапе:

- 1) несинусоидальность выходного тока и неравномерность вращения двигателя при малых частотах, что ограничивает диапазон регулирования скорости;
- 2) ограничение быстродействия, связанное с наличием силового фильтра в системе амплитудного регулирования выходного напряжения;
  - 3) несинусоидальность тока, потребляемого из сети;
- 4) низкий «сетевой» коэффициент мощности, обусловлен свойствами управляемого выпрямителя (УИ) с естественной коммутацией и фазовым управлением.

**Второй этап** характеризуется разработкой новых двухзвенных полупроводниковых преобразователей частоты, выполненных по схеме: «неуправляемый выпрямитель – LC фильтр — транзисторный автономный инвертор с широтноимпульсной модуляцией выходного напряжения» (рис. 12.7).



Рис.12.7. Функциональная схема ДПЧ с неуправляемым выпрямителем

Например, если необходимо получить переменное напряжения синусоидальной формы, оно формируется из последовательности импульсов малой длительности у основания синусоиды и широких импульсов вблизи амплитудного значения синусоиды (рис. 12.8).

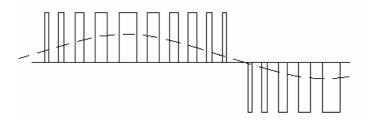


Рис.12.8. Диаграмма напряжения к понятию широтно-импульсная модуляция

В рассматриваемой системе (рис. 12.9) за счет усложнения алгоритма переключения силовых ключей на инвертор возложена функция как регулирования частоты и амплитуды основной гармоники, так и формирование синусоидального выходного напряжения инвертора.

При этом в звене постоянного тока напряжение остается неизменным.

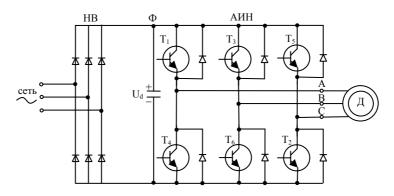


Рис. 12.9. Двухзвенный преобразователь частоты с неуправляемым выпрямителем и транзисторным АИН

Переход амплитудно-импульсного OT широтноимпульсному способу формирования и регулирования выходного напряжения существенно изменил свойства преобразователей частоты. Во-первых, существенно приблизилась к синусоиде форма выходного тока и соответственно улучшилась равномерность вращения двигателей, расширился диапазон регулирования скорости. Во-вторых, значительно повысилось быстродействие электропривода, так как силовой фильтр на выходе нерегулируемого выпрямителя оказался фактически исключенным из каналов регулирования параметров выходного напряжения преобразователя. И, наконец, существенно улучшается коэффициент мощности преобразователя как потребителя электроэнергии.

На основе таких преобразователей оказалось возможным создание усовершенствованных регулируемых электроприводов как массового применения, так и специализированных, удовлетворяющих весьма высоким требованиям, например, транзисторных частотно-регулируемых асинхронных электроприводов подачи металлорежущих станков с диапазоном регулирования скорости порядка 1:1000. Быстро росло количество фирм-производителей преобразовательной техники для элек-

тропривода переменного тока, расширилась номенклатура изделий, улучшилось их качество.

Интенсивному развитию преобразователей частоты на этом этапе способствовали значительные успехи в создании новых силовых полупроводниковых приборов, интегрированных схем и других средств микропроцессорного управления.

Тем не менее на данном этапе оказались недостаточно полно проработаны некоторые вопросы энергосбережения и качества энергопотребления. Так, выпрямитель не позволяет осуществлять работу электропривода с рекуперацией энергии в сеть, что ограничивает его возможности.

**Тремий этап** характеризуется помимо достоинств ДПЧ второго этапа решением вопросов энергосбережения. Эти вопросы решаются на базе использования в звене постоянного тока выпрямителей на полностью управляемых полупроводниковых приборах. Эти выпрямители получили название активных выпрямителей.

В силовой цепи последовательно включены активный выпрямитель напряжения (АВН), фильтр  $\Phi$  и автономный инвертор напряжения (АИН). Силовые полупроводниковые переключающиеся элементы выпрямителя и инвертора, обладающие полной управляемостью и двусторонней проводимостью тока, условно показаны в виде ключей (рис. 12.10).

Трехфазный мостовой АИН работает в режиме широтноимпульсной модуляции (ШИМ) и преобразует постоянное напряжение в переменное напряжение на выходе АИН с требуемыми значениями частоты и амплитуды основной гармоники. Это обеспечивает благоприятную форму тока двигателя и равномерность его вращения в широком диапазоне скоростей.

Активный выпрямитель ABH, полностью идентичной схеме инвертора, по существу, представляет собой обращенный АИН, также работающий в режиме ШИМ, преобразует напряжение питающей сети переменного тока в стабилизированное напряжение постоянного тока  $U_d$  на конденсаторе фильтра.

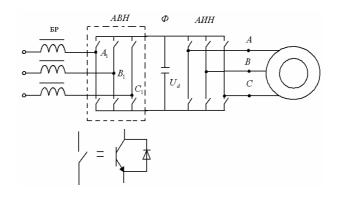


Рис. 12.10. Структура силовых цепей ДПЧ с активным выпрямителем и автономным инвертором напряжения

Помимо функций преобразования электроэнергии переменного напряжения в постоянное активный выпрямитель инвертирует постоянное напряжения фильтрового конденсатора  $U_d$  в импульсное напряжение на своих зажимах переменного тока  $A_1$ ,  $B_1$  и  $C_1$ . Эти зажимы связаны с питающей сетью посредством буферных реакторов БР. В отличие от регулируемой рабочей (полезной) частоты напряжения, которая создается в точках A, B, C, формируемая частота напряжения на зажимах переменного тока активного выпрямителя напряжения (точки  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$ ) постоянная и равна частоте питающей сети.

Разность мгновенных значений синусоидального напряжения на зажимах  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$  воспринимаются буферными реакторами БР, являющимися неотъемлемыми элементами системы. Благодаря использованию режима ШИМ импульсное напряжение, формируемое активным выпрямителем на стороне переменного тока (точки  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$ ), имеет благоприятный гармонический состав, в котором основная гармоника и высшие гармоники существенно отличаются по частоте. Это создает благоприятные условия для фильтрации высших гармоник тока, потребляемого из питающей сети буферными реакторами. Таким образом, решается задача потребления из сети практически синусоидального тока.

Фазовый угол потребляемого тока зависит от соотношения амплитуд и фазовых углов напряжений, приложенных к реакторам со стороны сети и со стороны активного выпрямителя. Варьируя с помощью системы управления АВН фазовыми параметрами основной гармоники его переменного напряжения на зажимах  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$ , можно обеспечить потребление из сети необходимого тока с заданным фазовым углом. Иными словами, можно обеспечить работу преобразователя частоты с заданным значением коэффициента мощности, например близким к единице, либо «опережающим», либо «отстающим». Поэтому преобразователь частоты с активным выпрямителем в принципе может быть использован в системе электроснабжения как нейтральный элемент, либо как источник, либо как потребитель реактивной мощности.

Как коммутатор тока активный выпрямитель напряжения преобразует потребляемый из сети переменный, близкий к синусоидальному, ток в пульсирующий выходной ток, содержащий постоянную и переменную составляющие.

Переменная составляющая замыкается через буферный конденсатор, который ограничивает пульсации напряжения  $U_d$  в звене постоянного тока. Эти пульсации связаны и определяются переменной составляющей выходного тока АВН. Заметим, что данный конденсатор выполняет ту же функцию и по отношению к переменной составляющей тока потребляемого автономным инвертором (АИН) двухзвенного ПЧ. Постоянная составляющая выходного тока АВН подпитывает конденсатор, компенсируя расход постоянного тока, отдаваемого во входную цепь АИН.

Как преобразователь энергии постоянного тока в энергию переменного тока АИН обладает чрезвычайно ценным свойством — возможностью двухстороннего энергетического обмена между сетями постоянного и переменного тока. Это свойство сохраняется и в инверсной схеме включения АИН в качестве активного выпрямителя. В итоге двухзвенный ПЧ с активным выпрямителем обеспечивает двухсторонний энергетический

обмен между питающей сетью и электродвигателем. Благодаря этому возможно построение энергосберегающих систем электропривода в различных сферах применения с высоким качеством потребления электроэнергии.

Аналогичные результаты обеспечивает применение активных выпрямителей и в двухзвенных ПЧ с автономным инвертором тока. В них используются те же принципы, что и в ПЧ с автономным инвертором напряжения.

### 12.3. Непосредственные преобразователи частоты

Преобразователи частоты с непосредственной связью нагрузки с сетью, получившие название «непосредственные преобразователи частоты» (НПЧ), характеризуются однократным преобразованием энергии. Потребляемая из сети переменного тока электроэнергия с неизменными напряжением и частотой преобразуется в одном силовом устройстве в энергию переменного тока с регулируемыми по амплитуде и частоте напряжением и током нагрузки, в качестве которой служит трехфазный двигатель. В структурном отношении НПЧ весьма прост, его основу составляет реверсивный ТП постоянного напряжения. Если изменять управляющее напряжение ТП по синусоидальному закону с определенной частотой, то на преобразователя получим выпрямленную ЭДС, синусоидально изменяющуюся с той же частотой и приложенную к однофазной нагрузке переменного тока. Изменяя частоту и амплитуду управляющего сигнала, будем изменять соответственно частоту и амплитуду выходной ЭДС. Очевидно, что для трехфазной нагрузки потребуется три реверсивных работающих комплекта TΠ, синхронизированным сдвигом фаз в 120° по выходной частоте НПЧЧисло фаз входного и выходного напряжений НПЧ является весьма существенным признаком их классификации, т.к. оно в значительной мере определяет структуру построения схемы преобразователя.

Рассмотрим принцип работы НПЧ с естественной коммутацией на примере трехфазно-однофазной схемы (рис. 12.11).

В схеме преобразователя можно выделить две группы тиристоров: катодную  $(V_1; V_2; V_3)$  и анодную  $(V_4; V_5; V_6)$ .

Допустим, что нагрузка  $z_{\scriptscriptstyle H}$  активная. Включающие импульсы в процессе работы поступают на тиристоры катодной и анодной групп поочередно. Когда включающие импульсы, синхронизированные по частоте с напряжением питающей сети, подаются последовательно на тиристоры  $V_1, V_2, V_3$  катодной группы, она работает в режиме выпрямления (по трехфазной нулевой схеме), формируя на нагрузке положительную полуволну выходного напряжения относительно нулевого вывода трансформатора. Угол управления тиристоров –  $\alpha$ .

При работе тиристоров  $V_4$ ,  $V_5$ ,  $V_6$  анодной группы на нагрузке относительно нулевого вывода трансформатора формируется отрицательная полуволна напряжения. В результате цикличной работы анодной и катодной групп на нагрузке создается переменное напряжение с частотой основной гармоники  $f_2$ , более низкой, чем частота питающей сети  $f_1$ .

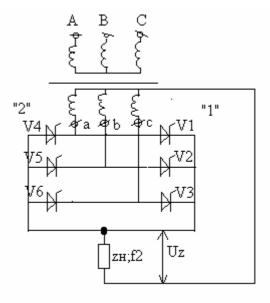


Рис. 12.11. Схема преобразователя частоты с непосредственной связью нагрузки с сетью

Частота  $f_2$  определяется временем, в течение которого проводят ток тиристоры каждой группы. Изменением угла  $\alpha$  можно регулировать выходное напряжение. Для исключения постоянной составляющей в напряжении на нагрузке время работы катодной и анодной групп должно быть одинаковым. На рис. 12.12 представлена диаграмма выходного напряжения при активной нагрузке.

Из диаграммы видно, что тиристоры катодной группы вступают в работу только после спада до нуля полуволны напряжения, формируемой анодной группой, и наоборот. Тиристор находится во включенном состоянии до тех пор, пока ток, протекающий через него, не спадет до нуля. Этот момент отслеживается системой управления, и только затем поступают управляющие сигналы на тиристоры другой группы.

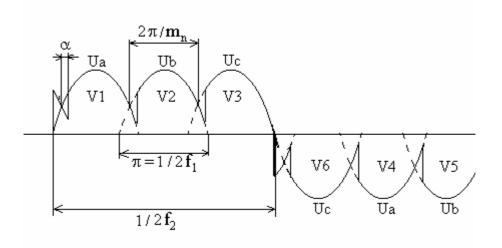


Рис. 12.12. Диаграмма выходного напряжения при активной нагрузке

Основными достоинствами НПЧ с естественной коммутацией являются:

1.

тносительно высокий КПД, что достигается благодаря однократному преобразованию электрической энергии.

2. озможность двухстороннего обмена энергией между питающей сетью и двигателем, что обеспечивает как двигательные, так и тормозные режимы электропривода с рекуперацией энергии в сеть.

3.

озможность использования естественной коммутации вентилей с неполным управлением, что позволяет отказаться от устройств принудительной коммутации, снижающих экономичность, надежность, перегрузочную способность и ухудшающих массогабаритные показатели преобразователя частоты.

4. озможность получения сколь угодно низких частот выходного напряжения преобразователя и обеспечения равномерного вращения двигателя на малых скоростях.

5. рактически неограниченная мощность НПЧ.

6

озможность конструирования преобразователей по блочномодульному принципу, обеспечивающему удобство эксплуатации и резервирования.

Основные недостатки НПЧ:

1

граничение максимальных значений выходной частоты на уровне порядка 0,5 от частоты сети.

2

озможность появления субгармоник и постоянных составляющих выходного напряжения и тока при неблагоприятных соотношениях частот на входе и выходе преобразователя.

3.

изкий коэффициент мощности, несинусоидальность входных токов преобразователя частоты как потребителя в системе электроснабжения.

4.

ложность (многоэлементность) силовых цепей и цепей управления, что является оправданным лишь при выполнении ПЧ на сравнительно большие мощности.

В связи с этим НПЧ получили применение в основном для регулируемых тихоходных синхронных и асинхронных электроприводов средней и большой мощности. Здесь используются НПЧ с естественной коммутацией, получившие название *циклоконвертеры*.

Параллельно с циклоконвертерами разрабатывались НПЧ с принудительной коммутацией, реализация которых ориентирована на полностью управляемые ключи переменного тока.

### 1. Аварийные режимы работы ТП

При эксплуатации ТП могут возникать аварийные режимы работы. Причинами являются выход из строя элементов непосредственно в преобразователе и авариями в цепях нагрузки.

Характерными внутренними авариями являются:

- пробой тиристоров,
- исчезновение управляющих импульсов или нарушение программы их формирования,
- различного рода повреждения внутреннего монтажа преобразователя и т.д.

Типовыми авариями в цепях нагрузки (*внешние* аварии) являются короткие замыкания и обрывы цепей.

При внешних авариях причина возникновения аварийного процесса не зависит от состояния полупроводниковых приборов и находится вне силовой части преобразователя. К ним относятся короткие замыкания на шинах переменного и выпрямленного тока, недопустимая перегрузка или короткое замыкание у потребителя, опрокидывание инвертора. Внешние аварии могут вызвать выход из строя одного или всех вентилей и развитие внутренней аварии.

# 1.1. Защита от коротких замыканий и перегрузок Защита управлением тиристорами

Выполняется несколькими способами:

- а) быстродействующая токовая отсечка при достижении током порогового значения (тока отсечки) СИФУ увеличивает угол управления  $\alpha$ , предотвращая тем самым дальнейшее увеличение тока;
- б) прекращение подачи включающих импульсов на управляющие электроды;
- в) прекращение подачи включающих импульсов с принудительным гашением тиристоров.

Наиболее эффективным видом защиты из перечисленных способов является третий вид, в котором используется прину-

дительное выключение тиристоров. Такая защита состоит из трех функциональных узлов: датчика тока, элемента сравнения и преобразования сигнала и исполнительного органа защиты. Функциональная схема защиты приведена на рис. 13.1.

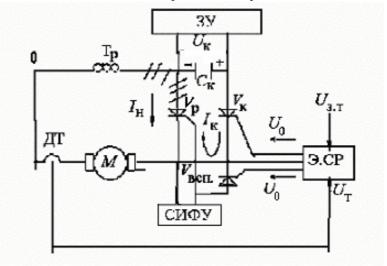


Рис. 13.1. *Функциональная схема защиты с принудительным гашением тиристоров* 

В основу работы защиты положен способ выключения рабочих тиристоров  $V_P$  с помощью коммутирующего конденсатора  $C_K$ . Этот конденсатор предварительно заряжается до напряжения  $U_K$  от зарядного устройства ЗУ. Конденсатор  $C_K$  подключен к анодам защищаемых рабочих тиристоров  $V_P$  и к общему катоду через коммутирующий тиристор  $V_K$ . При подаче включающего импульса на управляющий электрод  $V_K$  последний включается и конденсатор  $C_K$  оказывается подключенным параллельно рабочему тиристору  $V_P$ . Быстро нарастающий разрядный ток конденсатора направлен навстречу току нагрузки  $I_H$  и переводит тиристоры  $V_P$  в закрытое состояние. Одновременно включается вспомогательный тиристор  $V_{BCII}$ , закорачивающий цепи управляющих электродов защищаемых

тиристоров, и тем самым снимающий управляющие импульсы, поступающие из СИФУ. Командный импульс на срабатывание защиты  $U_O$  поступает на управляющие электроды тиристоров  $V_K$  и  $V_{BCIT}$  от элемента сравнения Э.Ср. Последний сравнивает величину напряжения  $U_T$ , поступающего с датчика тока ДТ, с напряжением уставки  $U_{3.T}$ , и при превышении током заданного значения вырабатывает сигнал на отключение.

Главным достоинством этой защиты является ее высокое быстродействие. После включения тиристора  $V_K$  рабочие тиристоры выключаются за время  $20 \div 30$  микросекунд. Полное время действия защиты несколько больше из-за запаздывания, вносимого датчиком тока и элементом сравнения, но, тем не менее, за время  $100 \div 200$  микросекунд токи короткого замыкания не успевают вырасти до больших значений.

Недостатком защиты с принудительным гашением, ограничивающим ее применение, является ее сложность. Поэтому используются другие виды защиты, а часто и несколько сразу.

# Защита посредством автоматических выключателей (автоматов)

При питании ТП от трансформаторов мощностью 750-1000кВА (они наиболее распространены на заводских подстанциях) токи короткого замыкания могут достигать значений 20000-30000А т.е. превышать номинальные токи тиристоров в десятки раз. Тиристоры могут выдерживать такие токи лишь несколько миллисекунд. Но автоматические выключатели обычного исполнения (АЗ 100, АП-50, АК-63 и др.) имеют время отключения порядка  $15\div45$  миллисекунд. За это время тиристоры, как правило, успевают разрушиться. Таким образом, защитить тиристоры от короткого замыкания посредством автоматических выключателей обычного исполнения без применения дополнительных мер невозможно т.к. быстродействие их недостаточно. Для того, чтобы защита автоматами была эффективной, необходимо ограничить величину тока короткого замыкания до такого значения  $I_{K,QOID}$  чтобы за время отклю-

чения автоматического выключателя тиристоры не успевали выйти из строя.

Для ограничения токов короткого замыкания на вход ТП со стороны переменного тока включаются реакторы. Токоограничивающие реакторы одновременно ограничивают и скорость нарастания тока тиристоров (di/dt) при их включении, а при питании от одного общего трансформатора нескольких преобразователей уменьшают их взаимное влияние друг на друга из-за искажения формы синусоиды питающего напряжения (коммутационные провалы). Т.к. реакторы не должны уменьшать свою индуктивность при токах короткого замыкания, они выполняются воздушными без стального сердечника. В то же время следует учитывать, что при включении реакторов ток короткого замыкания может снизиться настолько, что окажется меньше тока срабатывания т.е. чувствительность зашиты автомата. окажется недостаточной. Кроме того, при уменьшении кратности тока короткого замыкания ( $I_K / I_{HOM}$ ) время отключения автомата увеличивается. Поэтому даже при включении в подводящие провода токоограничивающих реакторов защитить ТП с помощью автоматов обычного исполнения все равно не удается. Для обеспечения требуемой чувствительности и надежности действия защиты следует применять автоматы специального исполнения с пониженной кратностью тока срабатывания максимального расцепителя (например, серии АП-ЗИТ-3,5, у которых ток срабатывания превышает номинальный в 3,5раза, а не в 10÷14 раз, как у автоматов обычного исполнения серми в Певи Выпря Азенного тока вероятны частые короткие замыкания, то нужно применить защиту при помощи автоматических выключателей постоянного тока. Защита на стороне выпрямленного тока должна обязательно устанавливаться в случае использования рекуперативного торможения, т.е. инверторного режима работы ТП.

Следует отметить, что громоздкость и дороговизна большинства типов автоматических выключателей постоянного

тока (например, выключателей типа ВАБ) ограничивают их применение.

Недостатком автоматических выключателей является возникновение перенапряжений при отключении аварийных токов. При использовании автоматов защита обычно выполняется таким образом, что одновременно с отключением автомата снимаются управляющие импульсы с тиристоров.

#### Защита плавкими предохранителями

При выборе тиристоров без многократного запаса по току плавкие предохранители общепромышленных типов так же, как и обычные автоматы, не могут обеспечить защиту тиристоров от действия токов короткого замыкания, так как срабатывают недостаточно быстро.

Перегрузочная способность тиристора или неуправляемого вентиля (при импульсах тока длительностью до 10 мс) определяется интегралом произведения квадрата тока на время его действия. Для обеспечения защищенности полупроводниковых приборов устройства защиты должны обеспечить ограничение амплитуды и длительности аварийного тока такими значениями, чтобы обеспечивалось основное соотношение защищенности

$$\int_{0}^{t} i^{2} dt \le (i^{2}t)_{\partial on} \tag{13.1}$$

где

t - время действия аварийного тока до полного его исчезновения;

 $(i^2t)_{\partial on}$  - допустимая перегрузочная способность полупроводникового прибора.

Левая часть выражения (13.1) представляет собой величину, пропорциональную количеству тепла, выделяемого при прохождении электрического тока за определенный промежуток времени, а правая - допустимое для вентиля значение. По-

этому величины  $(i^2t)_{\partial on}$  называют также тепловыми эквивалентами.

Применительно к плавким предохранителям необходимо, чтобы время плавления и отключения предохранителя были меньше того времени, в течение которого наступает разрушение тиристора. Для этого необходимо, чтобы так называемый полный интервал предохранителя был меньше теплового эквивалента тиристора, т.е.

$$k_3 \int_{0}^{t_2} i^2 dt_{npeo} \le (i^2 t)_{\partial on \ mup}$$
 (13.2)

гле

 $t_2$  - полное время отключения предохранителя от начала короткого замыкания до гашения дуги;

 $\kappa_3$ =1,2÷1,5 - коэффициент запаса;

Условию (13.2) отвечают только специальные быстродействующие плавкие предохранители (ПНБ; ПНБМ; ПБВ; ПРС; ПБФ). Быстродействующие плавкие предохранители по быстродействию превосходят автоматические выключатели.

Если номинальный ток предохранителя соответствует номинальному току вентиля (близок к предельному току) и в плечах преобразователя не используется параллельное соединение вентилей, то условие (13.2) для многих типов даже быстродействующих предохранителей не выполняется. То есть, даже специальные быстродействующие предохранители не всегда могут защитить тиристоры, если не применены дополнительные меры по повышению надежности защиты. Одной из таких мер является недогрузка вентилей по току. При этом становится возможным использовать такие предохранители, номинальный ток которых меньше номинального тока вентилей, и условие (13.2) будет выполняться. При параллельном соединении нескольких вентилей в случае внутреннего повреждения преобразователя (пробоя одного из вентилей) аварийный ток, который протекает через предохранитель, установленный в цепи

поврежденного вентиля, в *п* раз больше, чем ток в цепи каждого из неповрежденных вентилей, где *п* - количество параллельно включенных вентилей, и выполнение условия (13.2) облегчается. Надежная защита полупроводниковых вентилей существующими типами плавких предохранителей может быть обеспечена лишь для преобразователей большой мощности, с большим числом параллельно включенных вентилей. Для обеспечения защиты преобразователей средней и малой мощности с помощью быстродействующих предохранителей приходится снижать нагрузку на вентили, что приводит к увеличению числа вентилей и повышению стоимости преобразователей.

Быстродействующие предохранители обычно снабжаются различными сигнализационными устройствами: визуальными указателями срабатывания, блок-контактами, сигнальными неоновыми лампами.

Наиболее широко плавкие предохранители используются в мощных преобразователях с большим числом параллельных вентилей для защиты от внутренних повреждений. При пробое одного из параллельно включенных тиристоров сгорает соединенный последовательно с ним предохранитель, а вся установка в целом остается в работе.

Здесь наилучшим образом выполняется одно из требований, предъявляемых к устройствам защиты — требование селективности. С е л е к т и в н о с т ь ю называется такое качество защиты, когда отключение производится только в той цепи, где возникла причина аварии, а другие участки силовой цепи остаются в работе, если они могут при этом нормально функционировать.

Рассматривая различные виды защиты от аварийных режимов работы ТП, необходимо сказать, что каждый вид защиты имеет достоинства и недостатки. Поэтому на практике, как правило, применяется комбинированная защита с использованием нескольких видов защитных средств. Единой системы защиты тиристорных электроприводов нет. В зависимости от

типа привода, мощности и степени ответственности установки применяются различные системы защиты.

# 1.2. Защита от перенапряжений и самопроизвольного включения тиристоров

Тиристоры плохо противостоят действию перенапряжений, зачастую сами являются их источниками. В связи с этим в тиристорных электроприводах должны быть предусмотрены меры для предупреждения и ограничения перенапряжений и средства для защиты тиристоров от действия последних.

Перенапряжения бывает внутренними и внешними и обусловлены действием целого ряда причин:

- 1 Коммутационное перенапряжение, возникающие в момент выключения вентиля заканчивающей работу фазы, когда обратный ток, проходящий через индуктивность обмоток трансформатора, разрывается большим внутренним сопротивлением выключаемого вентиля.
- 2 Отключение питающих трансформаторов с первичной стороны, особенно при холостом ходе.
- 3 Отключение выключателя или перегорание предохранителя в цепи выпрямленного тока при индуктивной нагрузке.
  - 4 Резонансные явления при включении трансформатора.
  - 5 Перенапряжения в питающей сети.
- 6 Возрастание ЭДС двигателя при быстром увеличении потока.

#### Защита с помощью R-С цепочек

Такая защита от перенапряжений является наиболее употребительной. Она применяется как от внутренних, так и внешних перенапряжений. Для устранения внутренних перенапряжений, возникающих в момент выключения вентилей, применяются R-C цепочки, включаемые параллельно вентилям по схеме (рис. 13.2).

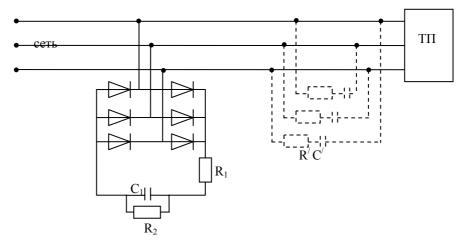


Рис. 13.2. Защита с помощью R-С цепочек

В момент выключения тиристора обратный ток из цепи вентиля коммутируется в R-C цепочку, благодаря чему скорость уменьшения тока в индуктивности цепи, а вместе с тем и величина ЭДС самоиндукции ограничивается. Последовательно включенные резисторы R служат для ограничения толчков разрядного тока конденсатора через вентиль, при включении последнего. Величины емкости (C=0,25-4 мкф) и сопротивления (R= 5-80 Ом) устанавливают в соответствии с рекомендациями каталогов на основании опыта, так как определить расчетным путем их значения затруднительно.

R-C цепочки, подключаемые параллельно тиристорам, ограничивают одновременно и скорость нарастания прямого напряжения, предотвращая тем самым самопроизвольное включение тиристора от превышения параметра  $(dU/dt)_{\kappa p}$ .

Для защиты тиристоров от внешних перенапряжений используется такие же защитные R-C цепочки. Так как внешние перенапряжения могут быть значительными, требуются ёмкости очень большой величины. В связи с этим установка R'-C' цепочек на стороне переменного тока (на рис. 13.2 показано пунктиром) применяется редко, так как требуется применение дорогих и громоздких конденсаторов, способных работать на

переменном токе. Кроме того, мощность рассеяния резисторов R', в этом случае также велика. Поэтому в ТП защитный конденсатор  $C_I$  включают на стороне постоянного тока через вспомогательный выпрямитель B3 на маломощных диодах.

Подобное включение позволяет применять малогабаритные и дешёвые электролитические конденсаторы. Резистор  $R_I$  ограничивает броски зарядного тока при перенапряжениях. Его величина составляет 1-5 Ом. Резистор  $R_2$  обеспечивает постоянное протекание через выпрямитель небольшого тока, чтобы он был всегда готов пропустить на конденсатор  $C_I$  импульс перенапряжения. Параметры защитной  $R_I$ - $C_I$  цепочки определяется из наиболее опасного режима отключения трансформатора на холостом ходу.

# 1.3. Защита от перенапряжений, возникающих при отключении нагрузки с большой индуктивностью

При отключении обмоток возбуждения крупных электрических машин защита от перенапряжений с помощью R-C цепочек оказываются непригодной, так как для её реализации требовались бы конденсаторы чрезмерно большой ёмкости. В подобных случаях используют устройство, схема которого приведена на рисунке 13.3.

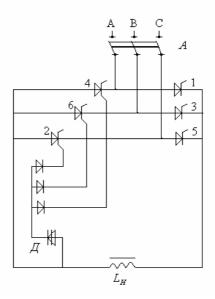


Рис. 13.3. Защита от перенапряжений при нагрузке с большой индуктивностью

В рабочем режиме напряжение, действующее в установке, ниже напряжения включения переключающего диода (динистора) «Д», и управление тиристорами 1-6 производится от СИФУ (на схеме не показано). При отключении автомата «А» и резком снижении тока возбуждения в нагрузке возникает большая ЭДС самоиндукции. Как только повышающееся напряжение превысит по величине напряжение включения динистора «Д», последний включается и на управляющие электроды тиристоров анодной группы ТП поступят включающие импульсы и образуется разрядный контур, через работающий тиристор катодной группы и один из тиристоров анодной группы (например, через тиристоры 1 и 4). В этом контуре рассеивается энергия, запасённая в нагрузке. Вместо динистора иногда используют лавинный диод.

### Литература

- 1. О.З. Попков Основы преобразовательной техники: Учебное пособие. М.: изд-во МЭИ, 2005.
- 2. Электротехника,. Учебное пособие / Под редакцией П.А Бутырина, Р.Р. Гафиятуллина, А.Л. Шестакова: В 2 кн. Челябинск–Москва, изд-во ЮУрГУ, 2004 –. Кн. 2.
- 3. Ю.К. Розанов, Е.М. Соколова Электронные устройства электромеханических систем: Учебное пособие. М.: Академия, 2004.
- 4. С. Рама Редди Основы силовой электроники: Учебное пособие. –М.: Техносфера, 2006.
- 5. В.И. Мелешин Транзисторная преобразовательная техника: Монография. М.: Техносфера, 2005.
- 6. О.Г. Чебовский, Л.Г. Моисеев, Ю.В. Сахаров Силовые полупроводниковые приборы: Справочник М.: Энергия, 1975.