

Министерство образования и науки Российской Федерации
Вологодский государственный университет

А.В. Иванов
А.Е. Немировский

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ВЫПРЯМИТЕЛИ

Утверждено редакционно-издательским советом
в качестве учебного пособия

Вологда
2015

УДК 621.314.6(075.8)

ББК 31.264.5я73

И 20

Рецензенты:

кандидат технических наук, вед. специалист сектора энергосбережения
и повышения энергетической эффективности филиала
ОАО МРСК «Северо-Запада «Вологдаэнерго» *В.В. Орлов*;
главный специалист ООО «Вологодское градостроительное бюро»
В.А. Дежнев

Иванов, А.В.

И 20 Силовая электроника. Выпрямители : учебное пособие / А.В. Иванов,
А.Е. Немировский ; М-во обр. и науки РФ, Вологод. гос. ун-т. – Вологда :
ВоГУ, 2015. – 119 с. : ил. ; табл.

ISBN 978–5–87851–633–4

Рассмотрены принципы работы электрических преобразователей. Дается характеристика силовых полупроводниковых приборов. Приведены схемы, диаграммы работы, основные характеристики неуправляемых и управляемых выпрямителей. Проработаны вопросы динамических свойств выпрямителей. Приводятся примеры решения задач, а также справочная информация по силовым тиристорам, предохранителям, трансформаторам и реакторам.

Учебное пособие предназначено для подготовки бакалавров по направлению 13.03.02 и магистров по направлению 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника».

УДК 621.314.6(075.8)

ББК 31.264.5я73

ISBN 978–5–87851–633–4

© ФГБОУ ВО «Вологодский
государственный университет, 2015
© Иванов А.В., Немировский А.Е., 2015

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. КЛАССИФИКАЦИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	5
1.1. Классификация полупроводниковых преобразователей.....	5
1.2. Принципы работы полупроводниковых преобразователей.....	7
1.3. Характеристики и параметры полупроводниковых преобразователей.....	14
1.4. Силовые полупроводниковые приборы	15
2. НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ	19
2.1. Трансформаторы в схемах выпрямителей	19
2.2. Однофазный однополупериодный выпрямитель	19
2.3. Однофазный неуправляемый выпрямитель с нулевым выводом.....	20
2.4. Однофазный мостовой неуправляемый выпрямитель.....	30
2.5. Трехфазный неуправляемый выпрямитель с нулевым выводом.....	33
2.6. Трехфазный мостовой неуправляемый выпрямитель	37
2.7. Коммутационные процессы в неуправляемых выпрямителях. Внешняя характеристика неуправляемых выпрямителей	39
3. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ.....	42
3.1. Однофазный нулевой управляемый выпрямитель	42
3.2. Однофазный мостовой управляемый выпрямитель.....	48
3.3. Трехфазный нулевой управляемый выпрямитель.....	49
3.4. Трехфазный мостовой управляемый выпрямитель.....	51
3.5. Учет коммутации вентилей в схемах управляемых выпрямителей	55
3.6. Высшие гармонические в кривой выпрямленного напряжения и первичного тока выпрямителей	56
3.7. Коэффициент мощности и к.п.д. выпрямителей	58
3.8. Режим инвертирования в управляемых выпрямителях	60
3.9. Работа однофазного ведомого инвертора с выводом нулевой точки трансформатора	64
3.10. Реверсивные тиристорные преобразователи	69
3.11. Обобщенные регулировочные характеристики реверсивных преобразователей. Зона прерывистого тока	76
3.12. Виды защит полупроводниковых преобразователей.....	78
3.13. Системы управления преобразователей с естественной коммутацией. Основные блоки и их функции	82
3.14. Управляемые выпрямители как элемент САР.....	90
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	97
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	98
ПРИЛОЖЕНИЯ	99

ВВЕДЕНИЕ

Дисциплина «Силовая электроника» является одной из основных при подготовке студентов по направлению 13.03.02 «Электроэнергетика» и основывается на знаниях высшей математики, теоретических основ электротехники, полупроводниковых приборов, электронных цепей и сигналов.

Силовые преобразовательные устройства предназначены для управления потоком электрической энергии (видом, количеством, качеством) с целью регулирования режимов работы различных электротехнических устройств. Силовые полупроводниковые устройства служат для преобразования электрического тока и напряжения: переменного тока в постоянный, постоянного тока в переменный, переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты, постоянного напряжения одного уровня в постоянное напряжение другого уровня и т.д.

Целью настоящего пособия является анализ принципов действия основных типов силовых электронных преобразовательных устройств, в частности, выпрямителей, выявления их важнейших характеристик и показателей, а также уяснение методов их расчета.

Учебное пособие предназначено для дисциплины СД.01 «Силовая электроника» согласно Государственному образовательному стандарту высшего профессионального образования.

Учебное пособие состоит из трех разделов: классификация силовых полупроводниковых преобразователей, неуправляемые выпрямители, управляемые выпрямители.

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

1.1. Классификация полупроводниковых преобразователей

Преобразовательная техника (энергетическая электроника) – дисциплина, изучающая принципы действия и особенности преобразователей электрической энергии (преобразовательных устройств), применяемых в электроприводе, электрической тяге, электротермии, электротехнологии, электроэнергетике и т.д.

Преобразовательное устройство предназначено для управления потоком электрической энергии (его видом, количеством, качеством), подводимой из сети, с целью регулирования режимов работы различных электротехнических устройств.

Управление - это регулирование по требуемому закону одной или нескольких координат (напряжение, ток, ЭДС).

Различают два способа управления:

- параметрический – способ управления осуществляется с помощью изменения параметров цепей (активных и реактивных сопротивлений и т.п.). Характеризуется низким КПД и дискретностью;

- энергетический – способ управления осуществляется с помощью регулирования количества и качества подводимой электрической энергии.

К преобразователям, осуществляющим энергетический способ управления, относятся: электромашинные, электромагнитные, полупроводниковые. Первые два вида преобразователей имеют существенные недостатки и в настоящее время применяются достаточно редко. Их изучение не входит в рамки настоящей дисциплины. Последний представляет собой совокупность преобразователей электрической энергии, в основе которых лежат схемы с использованием полупроводниковых приборов (диодов, тиристоров, транзисторов).

В любом полупроводниковом преобразователе (ПП), как правило, можно выделить две части (рис. 1.1):

- силовую часть, в которой осуществляются все основные энергетические преобразования и передача энергии от первичного источника к нагрузке;
- систему управления, в которой формируются сигналы управления работой силовых регулирующих элементов.

Поскольку через силовую часть осуществляется основная энергопередача, то ее элементы (активные регулирующие - транзисторы или тиристоры; энергоемкие элементы - трансформаторы, реакторы и конденсаторы сглаживающих фильтров) имеют относительно большую установленную мощность и определяют габариты всего ПП. В системе управления происходит информационная обработка сигналов. Поэтому выделяющиеся в ее элементах мощности и, следовательно, габариты значительно меньше, чем в силовой части.

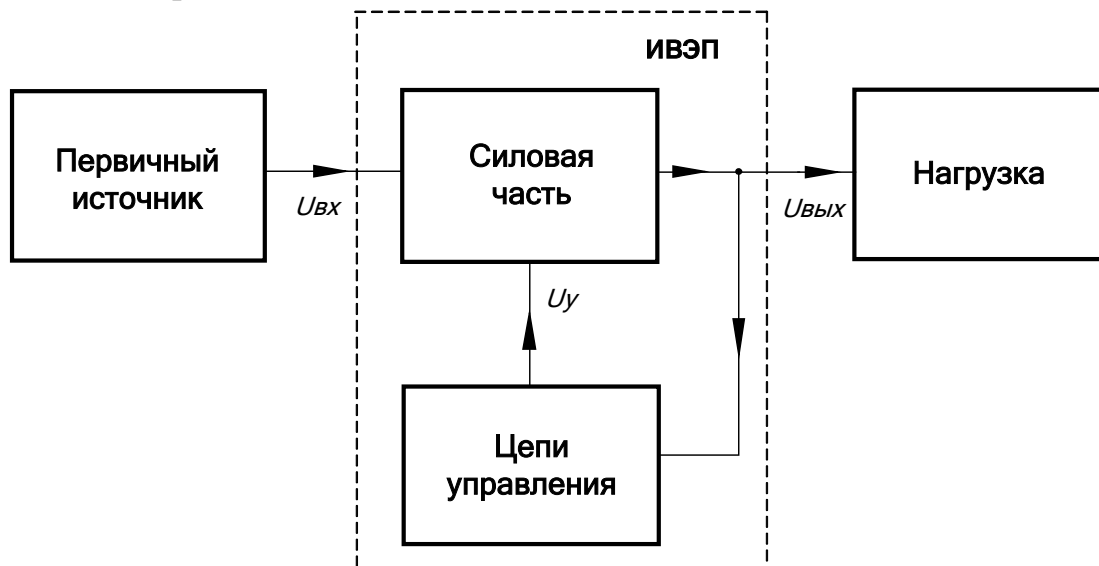


Рис. 1.1. Структурная схема ПП

Все ПП как преобразователи параметров электрической энергии можно классифицировать по следующим признакам преобразования (табл. 1).

Таблица 1

Классификация ПП

Вид энергии		На входе		
		Постоянного тока (=)	Переменного тока (~)	
На выходе	=	Преобразователь постоянного напряжения	Выпрямитель	
Вид энергии		На входе		
		Постоянного тока (=)	Переменного тока (~)	
На выходе	= + -, (- +)*	Реверсивный преобразователь постоянного напряжения	Реверсивный выпрямитель	
	~	Автономный инвертор	Преобразователь переменного напряжения	Непосредственный преобразователь частоты

*Знак «+ -, (- +)» означает возможность изменения полярности выходного постоянного напряжения.

Кроме того, преобразование может осуществляться в несколько этапов.

В этом случае преобразователи имеют промежуточные звенья и называются комбинированными, например:

- преобразователи переменного напряжения в переменное с промежуточным звеном постоянного тока;
- преобразователи постоянного напряжения в постоянное с промежуточным звеном переменного тока.

1.2. Принципы работы полупроводниковых преобразователей

Преобразователь постоянного напряжения (ППН) - электротехническое устройство, предназначенное для регулирования среднего значения постоянного напряжения на нагрузке при постоянном напряжении источника.

ППН служит для питания нагрузки постоянным напряжением U_n , отличающимся по величине от напряжения источника E (рис. 1.2, а). ППН основаны на использовании импульсных методов регулирования постоянного напряжения. Поэтому их называют импульсными преобразователями постоянного напряжения (ИППН). Выходное напряжение таких преобразователей характеризуется последовательностью импульсов прямоугольной формы с длительностью t_n и паузой t_p , амплитуда которых близка к напряжению питания E (рис. 1.2, б). Выходное напряжение преобразователя u_n характеризуется средним значением U_n . Требуемого качества выходного напряжения с точки зрения пульсаций добиваются включением сглаживающего фильтра между выходом преобразователя и нагрузкой.

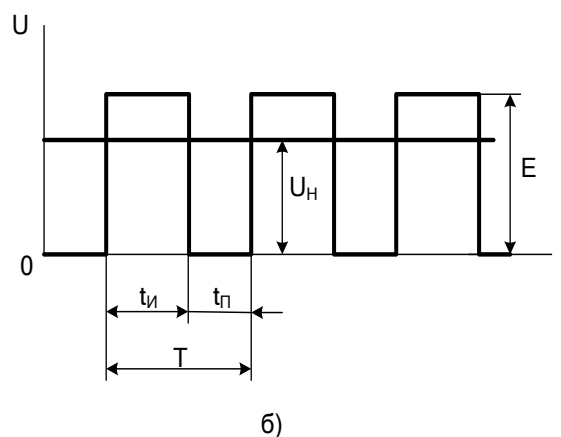
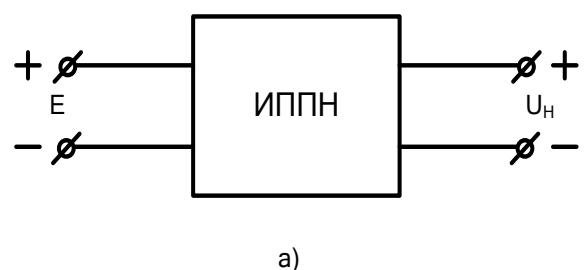


Рис. 1.2 Принцип действия ППН:
а – ИППН; б - диаграмма выходного напряжения

Импульсный метод регулирования постоянного напряжения имеет следующие разновидности.

Широтно-импульсный метод регулирования (ШИР) осуществляется изменением длительности (ширины) выходных импульсов t_u (рис. 1.3, а) при неизменном периоде их следования ($T = \text{const}$, частота $f = 1/T = \text{const}$). Среднее значение выходного напряжения преобразователя при широтно-импульсном регулировании связано с напряжением питания соотношением

$$U_H = \frac{t_u}{T} E = \gamma E, \quad (1.1)$$

где $\gamma = t_u/T$ - коэффициент регулирования (преобразования).

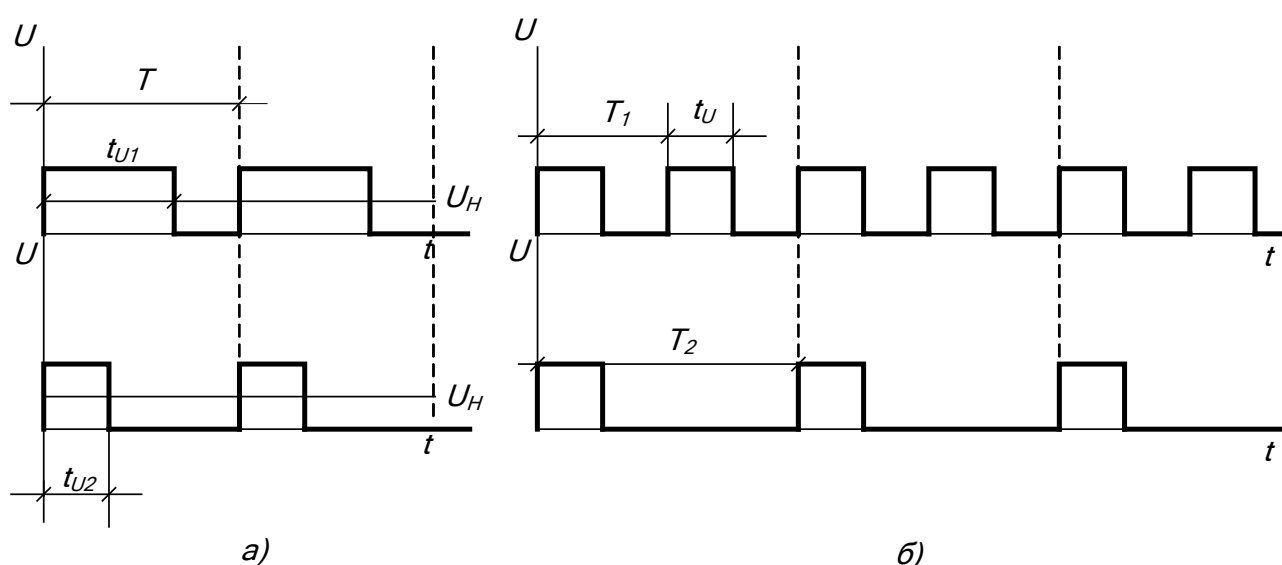


Рис. 1.3. Принципы импульсного регулирования: а – ШИР; б - ЧИР

В соответствии с (1.1) диапазон регулирования выходного напряжения ИППН с ШИР находится в пределах от нуля ($t_u = 0$, $\gamma = 0$) до E ($t_u = T$, $\gamma = 1$).

При *частотно-импульсном* методе регулирования (ЧИР) изменение выходного напряжения производится за счет изменения частоты следования выходных импульсов ($f = 1/T = \text{var}$), (рис. 1.3, б) при неизменной их длительности ($t_u = \text{const}$). Регулировочные возможности преобразователя характеризуются соотношением

$$U_H = \frac{t_u}{T} E = t_u f E. \quad (1.2)$$

Выходному напряжению, равному E , здесь соответствует предельная частота следования импульсов, равная $1/t_u$, а нулевому выходному напряжению - нулевая частота $f \rightarrow 0$.

Совместное использование ШИР и ЧИР (комбинированное регулирование) заключается в изменении двух параметров выходных импульсов: t_n и f .

Реверсивный преобразователь постоянного напряжения (РППН) – это устройство, предназначенное для регулирования среднего значения постоянного напряжения на нагрузке, а также его знака при постоянном напряжении источника.

В РППН также применяется импульсный метод регулирования постоянного напряжения. РППН должен обеспечивать возможность формирования на нагрузке напряжения двух полярностей. Поэтому он формируется из пар встречно-параллельных включенных нереверсивных ИППН.

Применяются следующие варианты формирования выходного постоянного напряжения (рис. 1.4).

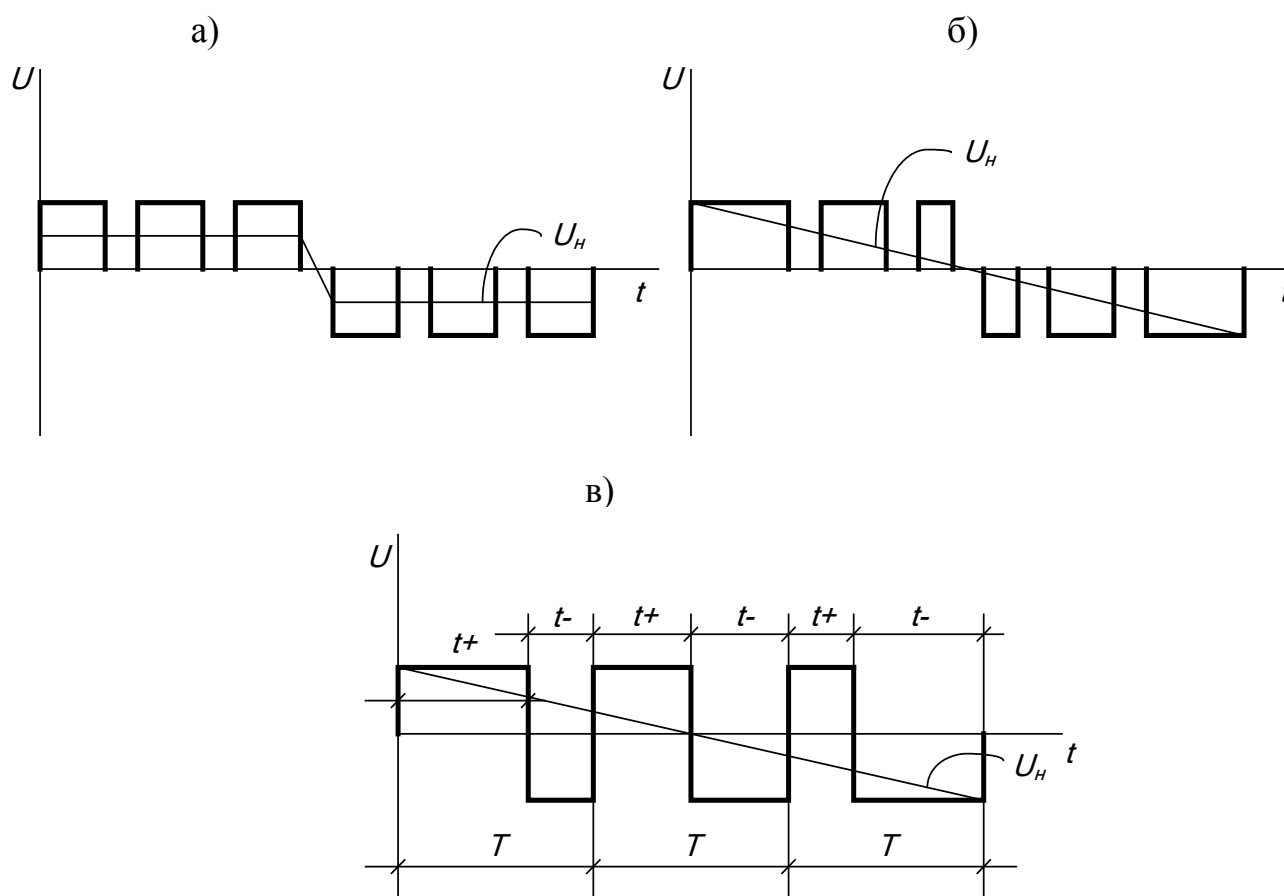


Рис. 1.4 Варианты формирования выходного постоянного напряжения РППН

Возможны два варианта управления РППН:

- *раздельное*, при котором нереверсивные преобразователи, входящие в реверсивный, работают независимо друг от друга поочередно в зависимости от требуемого знака выходного напряжения (рис. 1.4, а, б);

- *совместное*, при котором в формировании напряжения одного знака участвуют оба нереверсивных преобразователя. При этом их работа уже не является независимой и подчиняется закону согласованного управления для реверсивных импульсных преобразователей (рис. 1.4, в):

$$T^{+} = T^{-} = T, \quad T = t_{-} + t_{+}, \quad (1.3)$$

т.е. периоды следования отрицательных и положительных импульсов должны быть равны, а сумма их длительностей должна быть постоянной.

Если при совместном управлении нарушить закон согласованного управления, то появится вероятность короткого замыкания источника.

Автономный инвертор (АИ) – это устройство, предназначенное для преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного, регулируемое по амплитуде, частоте, а, возможно, и фазе, при постоянном напряжении источника.

Принцип преобразования заключается в периодической смене полярности на нагрузке. При этом в статическом режиме длительности подключения к отрицательной и положительной шинам должны быть равны. Период первой гармонической составляющей на выходе преобразователя задается периодом переключения полярности. Варианты формирования выходного напряжения АИ приведены на рис. 1.5.

Достоинством второго варианта (рис. 1.5, б) является то, что в выходном напряжении отсутствуют гармоники, кратные трем.

Широтно-импульсное регулирование (ШИР) применяется для регулирования амплитуды выходного напряжения (рис. 1.5, в). При этом амплитуда первой гармонической составляющей выходного напряжения будет пропорциональна длительности импульса ШИР.

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) используется для приближения выходного напряжения к синусоидальному (рис. 1.5, г). Суть ШИМ заключается в изменении коэффициента регулирования γ для однополярных импульсов на полупериоде выходного напряжения по закону, обеспечивающему максимальное приближение выходного напряжения к синусоиде. Для регулирования амплитуды выходного напряжения может дополнительно применяться ШИР. Из сказанного выше следует, что в инверторе могут присутствовать три частоты: частота выходного напряжения, частота ШИМ, частота ШИР. Причем для качественного регулирования частота ШИР должна быть в 10 раз больше частоты ШИМ, а частота ШИМ в 10 раз больше частоты выходного напряжения.

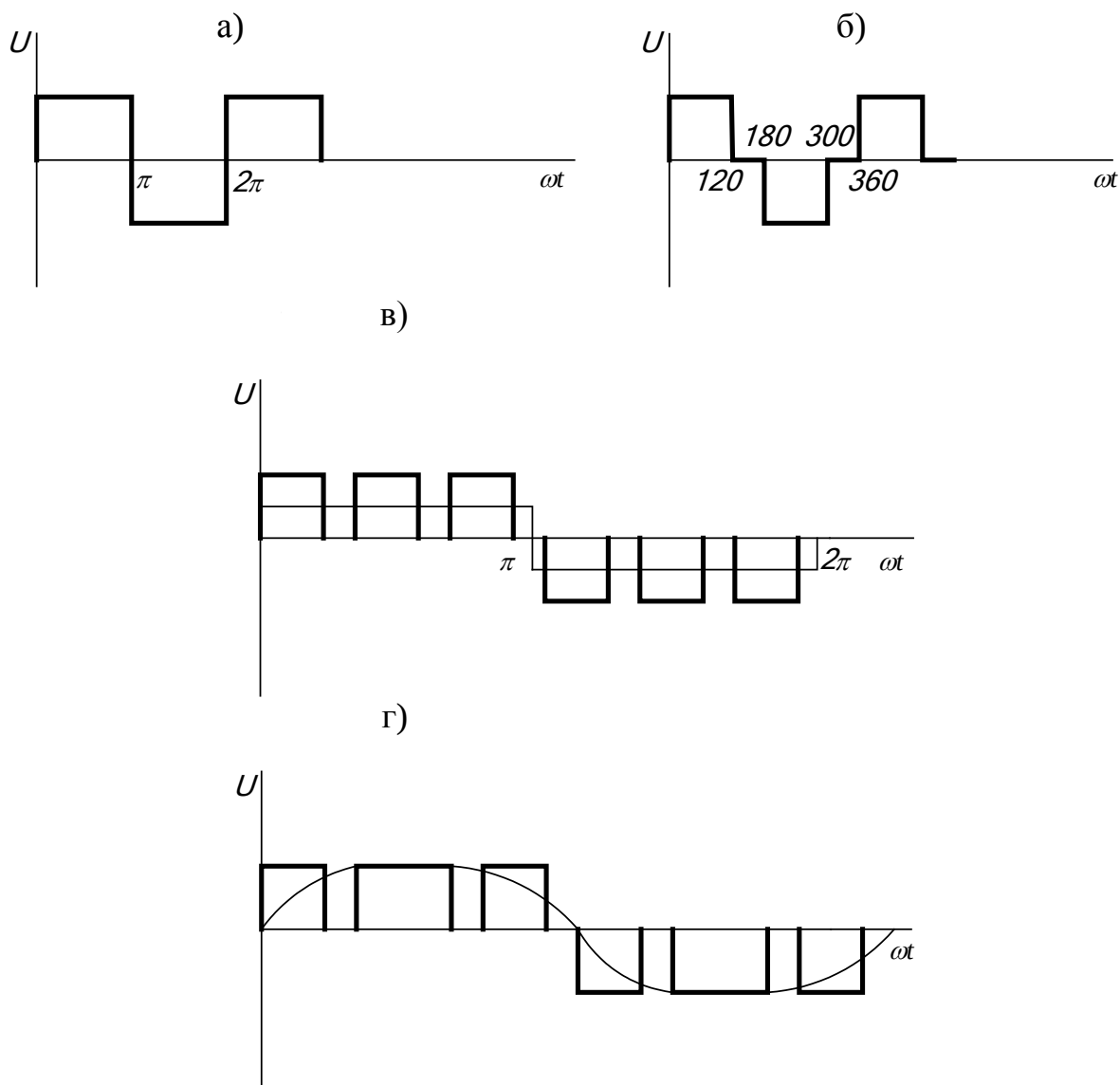


Рис. 1.5 Варианты формирования выходного напряжения АИ:
 а – прямоугольной формы с длительностью на 180 электронных градусов;
 б - с длительностью импульса 120 эл. градусов,
 длительность паузы – 60 эл. градусов; в - прямоугольной формы
 с использованием ШИР; г - с использованием ШИМ

При необходимости формирования многофазной системы выходного напряжения используют инверторы соответствующей фазности. Простейший многофазный инвертор - это сумма однофазных инверторов, работающих при едином управлении, обеспечивающем требуемый сдвиг фаз многофазной системы.

Выпрямитель - это электротехническое устройство, предназначенное для преобразования энергии переменного тока в энергию постоянного тока. Выпрямители делятся на неуправляемые, которые осуществляют только пре-

образование знака напряжения, и управляемые, которые преобразуют не только знак, но и уровень напряжения. Выходное напряжение однофазного неуправляемого выпрямителя имеет вид, приведенный на рис.1.6, а.

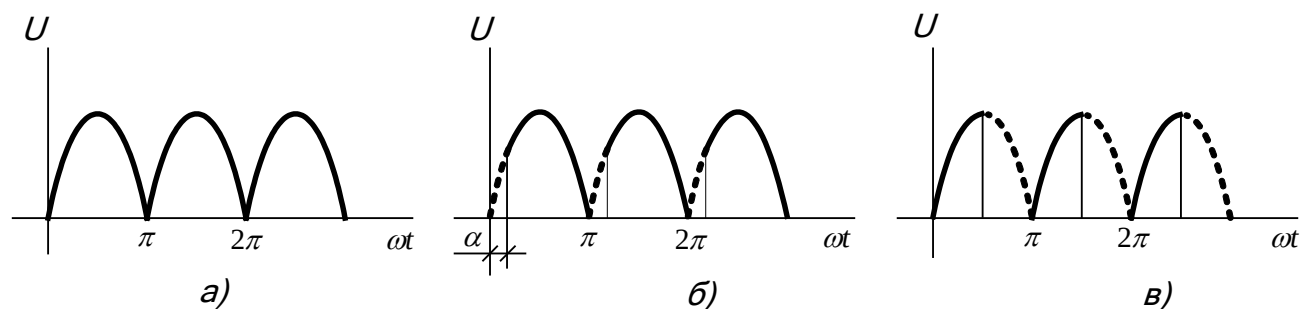


Рис. 1.6. Выходное напряжение выпрямителей

Управляемые выпрямители строятся по принципу фазового управления, суть которого заключается в том, что из выходного напряжения неуправляемого выпрямителя вырезаются участки синусоиды. Фазовый способ управления делится на три вида:

- фазозапаздывающий – регулирование выходного напряжения осуществляется путем задержки момента включения связи между сетью и нагрузкой по сравнению с неуправляемым выпрямителем (α – угол управления), а момент прекращения связи является функцией схемы и нагрузки (рис. 1.6, б);
- фазопережающий (рис. 1.6, в);
- фазоизбирательный – любой из фрагментов синусоиды может быть вырезан.

Доминирующим является фазозапаздывающий метод, так как он логически соответствует режиму работы силового ключа тиристора, который открывается системой управления, а закрывается нулем тока.

Реверсивный выпрямитель (РВ) - это устройство, предназначенное для преобразования энергии переменного тока в энергию постоянного тока, регулируемую по величине и по знаку.

Строятся РВ на базе двух встречно – параллельно включенных нереверсивных выпрямителей. Управление этими двумя выпрямителями может быть совместным или раздельным. При раздельном управлении формирования выходного напряжения в каждый момент времени участвует один выпрямитель. При совместном – оба, ток сам выбирает группу, через которую протекать. При совместном управлении необходимо соблюдать закон совместного согласованного управления для реверсивных выпрямителей (аналогичный закону согласованного управления для реверсивных импульсных преобразователей):

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi, \quad (1.4)$$

где α_1 и α_2 – углы управления нереверсивных выпрямителей, входящих в состав реверсивного.

Выходное напряжение реверсивного выпрямителя имеет вид, приведенный на рис. 1.7.

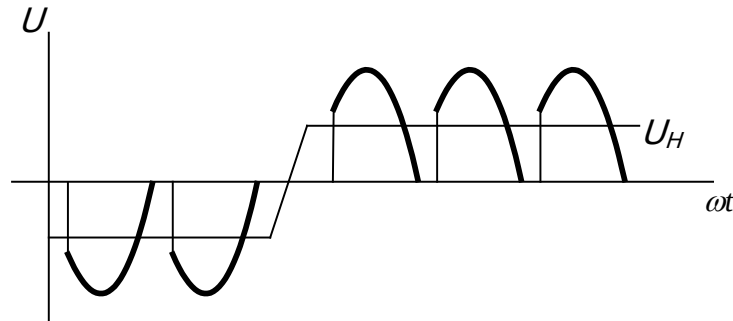


Рис. 1.7. Выходное напряжение реверсивного выпрямителя

Преобразователь переменного напряжения (ППН) – это устройство для регулирования действующего значения выходного напряжения, при неизменной частоте, равной частоте сети.

Действующее напряжение – это среднеквадратичное значение напряжения за период.

$$U_{\partial} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T U^2(\omega t) d\omega t}. \quad (1.5)$$

Выходное напряжение однофазного преобразователя переменного напряжения имеет вид, приведенный на рис. 1.8.

Непосредственный преобразователь частоты (НПЧ) – это устройство для преобразования энергии переменного тока одной частоты в энергию переменного тока другой, как правило, более низкой.

Простейшим НПЧ является реверсивный управляемый выпрямитель с периодически меняющимся знаком задания выходного напряжения. Для регулирования амплитуды выходного переменного напряжения применяется широтно-импульсный способ, а для регулирования формы –

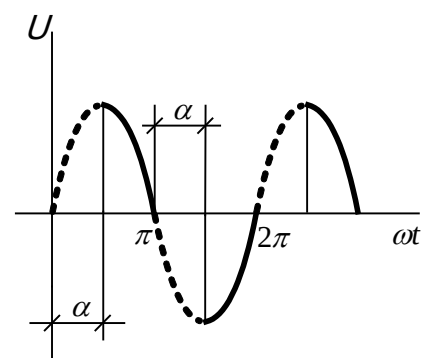


Рис. 1.8. Выходное напряжение ППН

широтно-импульсная модуляция. Выходное напряжение НПЧ имеет вид, приведенный на рис. 1.9.

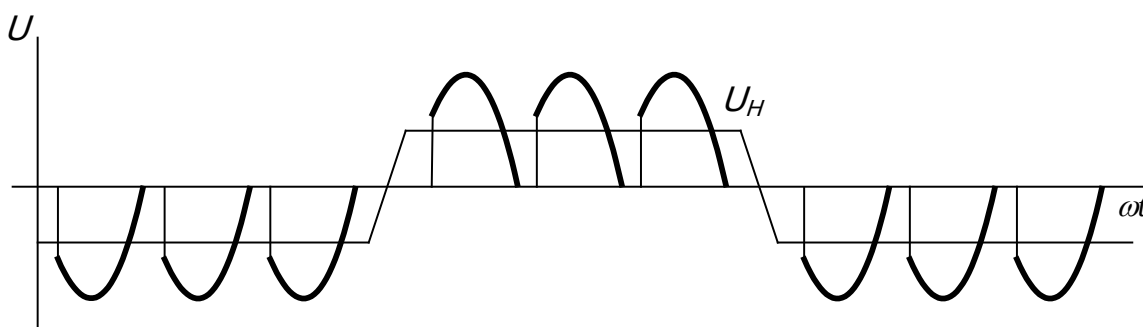


Рис. 1.9. Выходное напряжение НПЧ

1.3. Характеристики и параметры полупроводниковых преобразователей

К основным характеристикам преобразователей относятся [1]:

- коэффициент схемы – отношение выходной и входной величин в нерегулируемых преобразователях;
- регулировочная характеристика – зависимость выходной величины от управляющей координаты (для управляемых выпрямителей $U_{вых} = f(\alpha)$);
- внешняя характеристика – зависимость выходного напряжения от выходного тока или наоборот;
- гармонический состав выходной координаты;
- гармонический состав тока, потребляемого от сети;
- коэффициент полезного действия (кпд);
- коэффициент мощности.

К основным параметрам преобразователей относятся следующие:

- мощность – нужна для выбора трансформатора или сети питания;
- средний ток через вентиль;
- максимальное обратное напряжение на вентиле;
- частота переключения вентиля;
- частота пульсации на выходе – нужна для выбора фильтра.

Основные понятия, используемые в преобразовательной технике, приведены ниже.

Вентиль (ключ) – полупроводниковый прибор, проводящий ток в одном направлении при приложении к нему прямого напряжения.

Управляемый вентиль – полупроводниковый прибор, проводящий ток в одном направлении при приложении к нему прямого напряжения и при наличии сигналов управления.

Фазность схемы – по входу определяется числом фаз питания сети, по выходу – числом фаз в нагрузке.

Реверсивность схемы – способность формировать напряжение двух полярностей на нагрузке, а также способность пропускать энергию в двух направлениях от сети к нагрузке и от нагрузки к сети.

Период работы схемы – интервал повторяемости работы схемы. В схемах с входом по переменному току определяются периодом сети, с входом по постоянному току определяется системой управления.

Тактность схемы – количество соединений одной фазы сети с одной фазой нагрузки за период работы схемы.

Эквивалентное число фаз схемы (m_2) – число интервалов повторяемости напряжения на нагрузке за один период работы схемы.

1.4. Силовые полупроводниковые приборы

Основными полупроводниковыми приборами являются диод, тиристор и транзистор.

Диод - неуправляемый полупроводниковый прибор (рис. 1.10, а), проводящий ток в одном направлении при приложении к нему прямого напряжения $U_{AK} > 0$.

Тиристор – ключевой элемент, проводящий ток в одном направлении (рис. 1.10, б). Применяется также симистор (симметричный тиристор) - двунаправленный ключевой элемент.

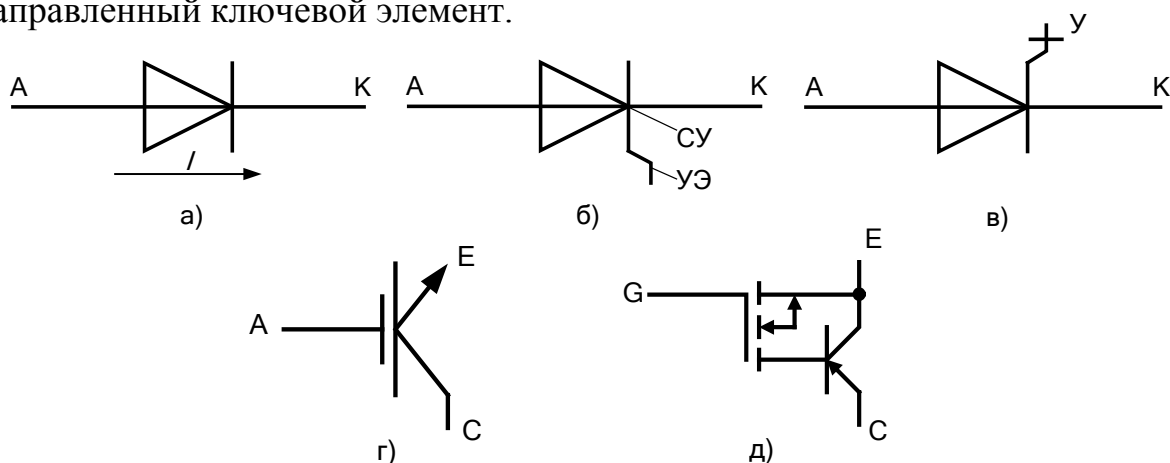


Рис. 1.10 Полупроводниковые приборы: а - диод; б - тиристор; в - запираемый тиристор; г - условное обозначение IGBT транзистора; д - схема соединения транзисторов в единой структуре IGBT

И тиристоры и симисторы управляются внешним сигналом только на отпирание (полууправляемый прибор). Условие открытия - $U_{AK} > 0$; $U_{УЭК} > 0$. Запираются приборы по нулю тока анод-катод $I = 0$. В цепях переменного тока их запираение происходит естественным путём работы схемы. В цепи постоянного тока, если необходимо запереть тиристор при ненулевом токе, используются дополнительные цепи искусственной коммутации. Их назначение – создать через ключевой элемент ток, протекающий навстречу току нагрузки, по величине равный этому току. Результирующий ток становится равным нулю и прибор запирается. Тиристоры могут управляться либо по аноду, либо по катоду. В случае катодного управления (используется наиболее часто) управление подаётся на управляющий электрод относительно катода. В случае же анодного управления управляющие импульсы подаются относительно анода тиристора. Если анод тиристора соединить с управляющим электродом, тиристор будет работать как диод. Справочные данные силовых тириستоров приведены в приложении 1.

Существуют также запираемые тиристоры Gate Turn Off (GTO), которые запираются при подаче импульсов управления на управляющий электрод противоположной отпирающему сигналу полярности (рис. 1.10, в).

Для перевода тиристора в открытое (проводящее) состояние на его управляющий электрод необходимо подать электрический сигнал, характеризующийся амплитудой, длительностью и полярностью относительно катода.

Характеристики управляющего импульса зависят от типа тиристора, его параметров и характера нагрузки. Нагрузка (активная, индуктивная) определяет, в основном, длительность импульса: она должна быть такой, чтобы ток в нагрузке достиг значения тока удержания тиристора.

Значения напряжения управления U_{GT} , тока включения I_L и тока удержания I_H приведены в справочной литературе.

Переход тиристора в закрытое (непроводящее) состояние связан с уменьшением протекающего через тиристор прямого тока до значений, меньших величины тока удержания тиристора. В зависимости от схемотехнического решения различают способ естественной коммутации и способ искусственной коммутации.

Естественная коммутация используется в сетях переменного тока: после прекращения подачи импульсов управления на управляющий электрод тиристора при первом переходе тока через нулевое значение тиристор закрывается.

Искусственная коммутация применяется обычно в электрических сетях постоянного тока. В сетях переменного тока она используется в тех случаях, когда необходимо очень быстро отключить нагрузку. Способ заключается в формировании встречного импульса тока при колебательном перезаряде ком-

мутирующего конденсатора. При этом суммарный ток, протекающий через тиристор, достигнет нулевого значения, и тиристор закроется.

В случае необходимости проектирования электрических преобразователей с характеристиками, превышающими предельные параметры СПП, применяются схемы с последовательным и параллельным соединением вентиляй.

При параллельном соединении ток нагрузки распределяется между отдельными СПП неравномерно, что может привести к недопустимому перегреву некоторых тириستоров.

Чтобы избежать теплового пробоя вентиля по причине разбаланса токов, необходимо применение делителей тока, либо необходим подбор СПП с ограниченным или заданным разбросом значений прямого падения напряжения.

При последовательном соединении СПП наблюдается разбаланс напряжений в те моменты времени, когда вентили находятся в запертом состоянии. Чем меньше обратный ток диода или тиристора, тем больше значение падения напряжения на этом СПП.

Для выравнивания значений напряжения на вентилях параллельно каждому из них включается шунтирующий резистор.

Транзистор – ключевой элемент, проводящий ток в одном направлении. Управляется внешним сигналом как на отпирание, так и на запираение (полностью управляемый прибор).

Виды силовых транзисторов:

- полевые;
- биполярные;
- СИТы – транзисторы с индуцированным каналом (статически индуцированный транзистор);
- IGBT – симбиоз полевого и биполярного транзисторов.

На сегодняшний день IGBT как класс приборов силовой электроники занимает доминирующее положение для диапазона мощностей от единиц киловатт до единиц мегаватт (рис. 1.10, г). IGBT - insulated gate bipolar transistor, что переводится как биполярный транзистор с изолированным затвором. IGBT являются продуктом развития технологии силовых транзисторов со структурой металл-оксид-полупроводник, управляемых электрическим полем (MOSFET - Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effect-Transistor), и сочетают в себе два транзистора в одной полупроводниковой структуре: биполярный (образующий силовой канал) и полевой (образующий канал управления). Эквивалентная схема включения двух транзисторов приведена на рис. 10, д. Прибор введён в силовую цепь выводами биполярного транзистора Е (эмиттер) и С (коллектор), а в цепь управления - выводом G (затвор). Таким образом, IGBT

имеет три внешних вывода: эмиттер, коллектор, затвор. Соединения эмиттера и стока, базы и истока являются внутренними. Сочетание двух приборов в одной структуре позволило объединить достоинства полевых и биполярных транзисторов: высокое входное сопротивление с высокой токовой нагрузкой и малым сопротивлением во включённом состоянии. Основными преимуществами IGBT являются высокие значения рабочей частоты, КПД, простота и компактность схем управления (вследствие малости тока управления).

Технические характеристики IGBT 4-го поколения:

- коммутируемое напряжение до 4500 В;
- токи до 1800 А в модульном исполнении;
- прямое падение напряжения 1,0-1,5 В;
- частота коммутации до 50 кГц.

В таблице 2 приведены сравнительные характеристики современных мощных силовых ключей.

Таблица 2

Характеристики современных мощных силовых ключей

Тип прибора	Преимущества	Недостатки	Области применения
Традиционный тиристор (SCR)	Самые низкие потери во включённом состоянии. Самая высокая перегрузочная способность. Высокая надёжность. Легко соединяются параллельно и последовательно.	Не способен к принудительному запиранию по управляющему электроду. Низкая рабочая частота.	Привод постоянного тока; мощные источники питания; сварка; плавление и нагрев; статические компенсаторы; ключи переменного тока
Запираемый тиристор GTO	Способность к управляемому запираанию. Сравнительно высокая перегрузочная способность. Возможность последовательного соединения. Рабочие частоты до 250 Гц при напряжении до 4 кВ.	Высокие потери во включённом состоянии. Очень большие потери в системе управления. Сложные СУ и подачи энергии на потенциал. Большие потери на переключение.	Электропривод; статические компенсаторы реактивной мощности; системы бесперебойного питания; индукционный нагрев
Транзистор IGBT	Способность к управляемому запираанию. Самая высокая рабочая частота. Простая неэнергоёмкая система управления. Встроенный драйвер.	Высокие потери во включённом состоянии.	Электропривод (чопперы); системы бесперебойного питания; статические компенсаторы и активные фильтры; ключевые источники питания

2. НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

2.1. Трансформаторы в схемах выпрямителей

Назначение трансформаторов:

- согласование уровней напряжений;
- преобразование числа фаз;
- гальваническое разъединение цепей нагрузки и сети.

Особенностью работы трансформаторов в выпрямителях является:

- несинусоидальность тока, обусловленная нелинейностью нагрузки и связанная с этим большая насыщенность высшими гармониками.
- в одноконтурных схемах работа в условиях подмагничивания постоянным током.

Трансформаторы характеризуются коэффициентом трансформации

$$n = \frac{U_1}{U_2}, \quad (2.1)$$

а также активным и индуктивным сопротивлением, причем, приведение сопротивлений обычно осуществляется к вторичной обмотке.

$$\begin{aligned} R_{mp} &= R_1' + R_2 \\ L_{mp} &= L_1' + L_2 \end{aligned} \quad (2.2)$$

Параметры преобразовательных трансформаторов приведены в приложении 2.

2.2. Однофазный однополупериодный выпрямитель

Простейшая схема выпрямителя приведена на рис. 2.1. На рис. 2.2 изображена синусоида напряжения $U(t)$ на вторичной обмотке трансформатора, а также кривые выпрямленного тока i_d и напряжения U_d на активном сопротивлении нагрузки R .

Так как в цепи нагрузки имеется вентиль VD , то ток появляется только во время положительной полуволны напряжения. Во время отрицательной полуволны вентиль закрыт. Кривые выпрямленного тока и напряжения представляют собой полусинусоиды (рис. 2.2), поэтому схема называется однополупериодной.

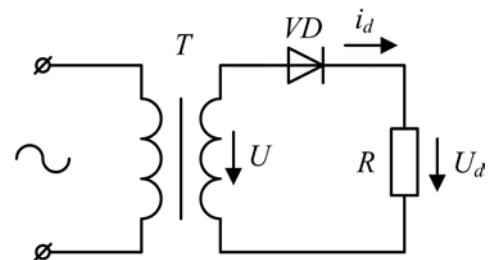


Рис. 2.1. Однофазный
однополупериодный
выпрямитель

Средневыпрямленное напряжение преобразователя U_d - это отношение интеграла по кривой выпрямленного напряжения к периоду повторяемости.

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}E_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi} [-\cos \pi - (-\cos 0)] = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi}. \quad (2.3)$$

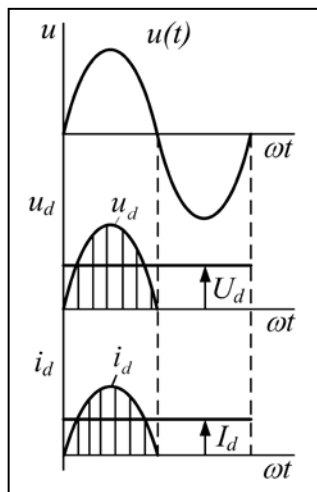


Схема однофазного однополупериодного выпрямителя в силовой преобразовательной технике практически не используется из-за низких энергоэкономических показателей (увеличенная расчетная мощность трансформатора и наличие значительных высших гармоник в выпрямленном токе).

Рис. 2.2. Диаграммы однополупериодного выпрямителя

2.3. Однофазный неуправляемый выпрямитель с нулевым выводом

Принцип действия схемы. Основные соотношения

Схема выпрямителя показана на рис. 2.3, а. Необходимым элементом выпрямителя является силовой трансформатор TV с двумя вторичными обмотками ω_{2-1} и ω_{2-2} , связанными с первичной обмоткой ω_1 коэффициентом трансформации $n = \omega_1/\omega_{2-1} = \omega_1/\omega_{2-2}$. Выходное напряжение U_d снимается между нулевой точкой трансформатора и общей (нулевой) точкой соединения катодов двух диодов VD1 и VD2. Принцип действия схемы рассматривается для случая чисто активной нагрузки R_n с использованием временных диаграмм, приведенных на рис. 2.3, б-з.

При поступлении полуволны напряжения u_1 положительной полярности (интервал $0 - \pi$ на рис. 2.3, б) на вторичных обмотках трансформатора действуют напряжения u_{2-1} и u_{2-2} (рис. 2.3, в) с полярностью относительно нулевой точки, показанной на рис. 2.3, а без скобок. К аноду диода VD1 относительно нулевой точки прикладывается напряжение положительной полярности, а к аноду диода VD2 - отрицательной.

При указанной полярности напряжений на анодах диод VD1 на интервале $0 - \pi$ открыт, а диод VD2 закрыт. Поскольку в открытом состоянии падение напряжения на диоде мало, практически все напряжение u_{2-1} приклады-

вается к нагрузке R_H , создавая на ней напряжение u_d . На данном интервале анодный ток диода равен току нагрузки $i_{a1} = i_d = u_{2-1}/R_H$ (рис. 2.3, г-е). В конце интервала $0 - \pi$ напряжения и токи в схеме достигают нулевых значений.

При поступлении напряжения u_1 отрицательной полярности (интервал $\pi - 2\pi$ на рис. 2.3, б) полярность напряжений на вторичных обмотках становится обратной (рис. 2.3 а, в). В проводящем состоянии находится диод VD2, а диод VD1 закрыт. К нагрузке R_H прикладывается напряжение u_{2-2} , определяющее напряжение u_d той же полярности, что и на предшествующем интервале. Теперь токи в схеме определяются полуволной напряжения положительной полярности u_{2-2} : $i_d = i_{a2} = u_{2-2}/R_H$ (рис. 2.3, д, ж).

При расчете схемы исходными являются среднее значение выходного напряжения U_d (тока I_d) и сопротивление нагрузки $R_H = U_d / I_d$, а также действующее значение напряжения питающей сети U_1 .

Связь между действующим значением вторичного напряжения U_2 трансформатора со средним значением выпрямленного напряжения U_d находим из кри-

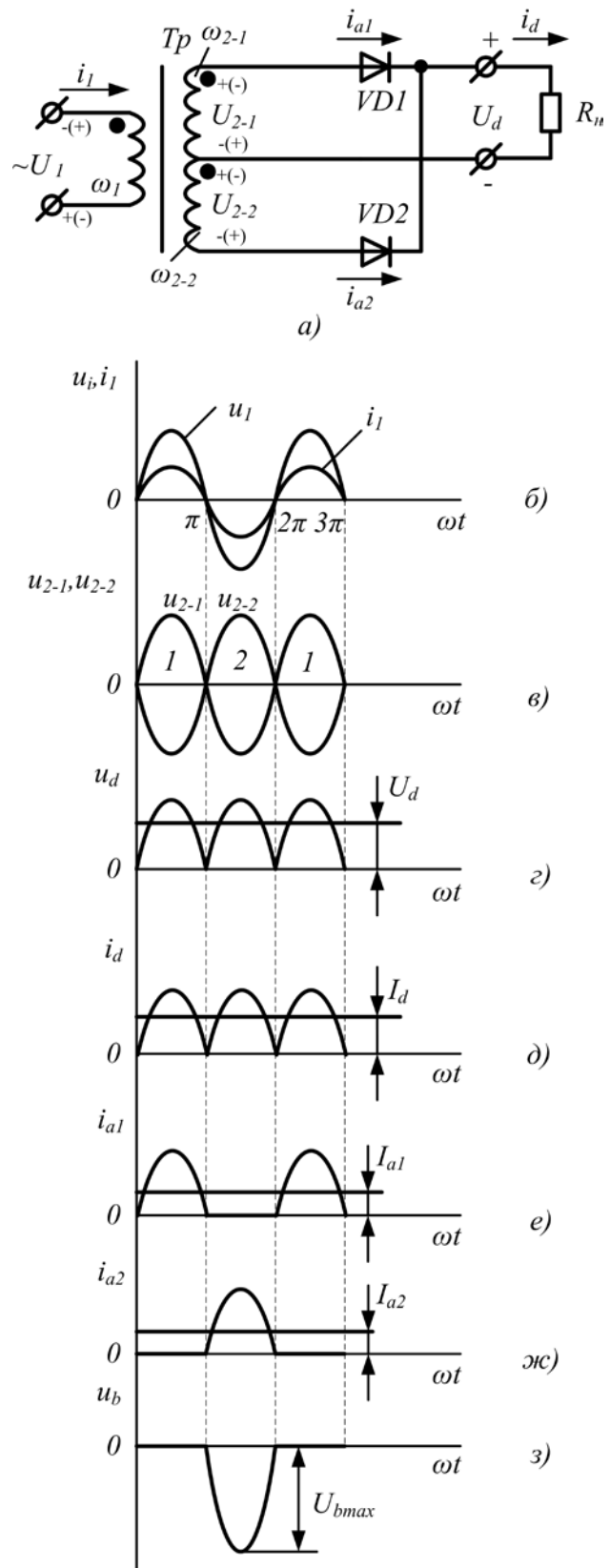


Рис. 2.3 Схема однофазного двухполупериодного выпрямителя с выводом нулевой точки трансформатора (а) и его временные диаграммы (б-з)

вой рис. 2.3, г, определяя напряжение U_d как среднее за полупериод (период повторяемости) значение напряжения u_2 :

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} \cdot U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2. \quad (2.4)$$

Поскольку величина U_d при расчете выпрямителя является заданной, находим вторичное напряжение:

$$U_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d = 1,11U_d, \quad (2.5)$$

а также коэффициент трансформации трансформатора:

$$n = U_1/U_2. \quad (2.6)$$

Мгновенные значения выпрямленного напряжения u_d (рис. 2.3, г.) изменяются в течение полупериода от максимального значения, равного $\sqrt{2}U_2$, до нуля. Напряжение u_d помимо постоянной составляющей U_d содержит переменную составляющую, представляющую собой сумму гармонических. Разложение в ряд Фурье кривой u_d (рис. 2.3, г) позволяет определить амплитуду высших гармоник:

$$U_{d\nu m} = \frac{2U_d}{(\nu m_2)^2 - 1}, \quad (2.7)$$

где $\nu = 1, 2, 3, \dots$ - номера гармонических; m_2 - эквивалентное число фаз выпрямления (для данной схемы $m_2 = 2$).

Для оценки качества выпрямленного напряжения пользуются так называемым коэффициентом пульсации q_ν , характеризующим отношение амплитуды ν -й гармонической к среднему значению напряжения U_d . Коэффициент пульсации обычно определяют по амплитуде первой (основной) гармонической ($\nu=1$), как наибольшей из всех остальных и наиболее трудно поддающейся фильтрации:

$$q_1 = \frac{U_{d1m}}{U_d} = \frac{2}{m_2^2 - 1}. \quad (2.8)$$

Для рассматриваемой схемы частота первой гармоники пульсации $f_{п(1)} = 2f_c$ и при частоте питающей сети $f_c = 50$ Гц составляет 100 Гц.

Подстановкой в выражение (2.8) $m_2=2$ определяем коэффициент пульсации по первой гармонике:

$$q_1 = 0,67, \quad (2.9)$$

т.е. амплитуда первой гармонической для данной схемы составляет 67% от U_d .

При определении типа диодов необходимо знать среднее значение тока I_a , протекающего через каждый из диодов, и прикладываемое к ним максимальное обратное напряжение $U_{\text{об max}}$.

Поскольку ток i_d протекает через диоды поочередно (рис. 2.3, е, ж), средний ток через каждый диод составит

$$I_a = I_d / 2. \quad (2.10)$$

Обратное напряжение прикладывается к закрытому диоду, когда проводит ток другой диод. При открытом, например, диоде VD2 на интервале $\pi - 2\pi$ (рис. 2.3, ж) на диоде VD1, в обратном направлении действует суммарное напряжение двух вторичных обмоток, в связи с чем $u_b = 2u_2$ (рис. 2.3, з) и максимальное обратное напряжение

$$U_{VD \text{ max}} = 2\sqrt{2}U_2. \quad (2.11)$$

Для расчета силового трансформатора помимо напряжений U_1 и U_2 необходимо знать действующие значения токов I_2 и I_1 , протекающих через его обмотки. Поскольку ток вторичной обмотки определяется анодным током соответствующего диода ($i_2 = i_a$), расчет тока I_2 проводят по кривой i_{a1} или i_{a2} (рис. 2.3, е, ж) с учетом известного выражения для нахождения действующего значения тока:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_2^2 d\omega t} = \frac{\pi}{4} I_d. \quad (2.13)$$

Ток i_1 в первичной обмотке трансформатора имеет синусоидальную форму (рис. 2.3, б) и для каждого полупериода определяется током вторичной обмотки с учетом коэффициента трансформации n . Ток I_1 находим, определив амплитуду тока I_{2m} во вторичной цепи:

$$I_{2m} = I_{am} = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_H} = \frac{\pi}{2} I_d; \quad (2.14)$$

$$I_1 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} \frac{1}{n} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} I_d. \quad (2.15)$$

Расчетные мощности обмоток трансформатора S_1 и S_2 находят по произведениям действующих значений токов и напряжений обмоток, а типовую мощность - как среднее арифметическое мощностей S_1 и S_2 :

$$S_1 = U_1 I_1 = 1,23 U_d I_d = 1,23 P_d ; \quad (2.16)$$

$$S_2 = 2 U_2 I_2 = 1,74 P_d ; \quad (2.17)$$

$$S_T = (S_1 + S_2) / 2 = 1,48 P_d . \quad (2.18)$$

Работа выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке

Процессы в схеме выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке (рис. 2.4, а) рассмотрим с помощью временных диаграмм рис. 2.4, б-д, где для сравнения пунктиром показаны кривые, соответствующие режиму чисто активной нагрузки.

Отличие заключается в том, что вследствие влияния индуктивности ток в цепи нагрузки i_d получается сглаженным (рис. 2.4, г). Под действием индуктивности ток i_d не спадает до нуля при нулевых значениях напряжения u_d . Поскольку ток в цепи с индуктивностью отстает по фазе от напряжения, максимумы тока i_d следуют с некоторой задержкой во времени относительно максимумов напряжения u_d .

Форма кривых тока и напряжения в нагрузке R_H одинакова. Поэтому кривая $u_{дн}$, на рис. 2.4, в имеет тот же вид, что и кривая i_d на рис. 2.4, г. При увеличении индуктивности L ее сглаживающее действие повышается и пульсации в кривой $u_{дн}$ уменьшаются. В предположении $L \rightarrow \infty$ переменная составляющая u_d будет полностью приложена к реактору L , а на нагрузке будет действовать только постоянная составляющая U_d .

Изменение формы кривой i_d по сравнению со случаем чисто активной нагрузки приводит к изменению вида кривых токов выпрямителя $i_{a1} = i_{2-1}$, $i_{a2} = i_{2-2}$ и i_1 . Форма кривых токов i_{a1} , i_{a2} близка к прямоугольной. Их амплитуда равна $I_d \approx U_d / R_H$, а среднее значение $I_a = I_d / 2$. Отличие от прямоугольной формы становится менее заметным с увеличением L .

Приняв при активно-индуктивной нагрузке кривые токов i_2 , i_1 прямоугольной формы, запишем выражения для их действующих значений:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 d\omega t} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} ; \quad (2.19)$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{I_d}{n} \right)^2 d\omega t} = \frac{I_d}{n}. \quad (2.20)$$

Соотношения для мощностей S_1 , S_2 и S_T :

$$S_1 = U_1 I_1 = 1,11 P_d; \quad (2.21)$$

$$S_2 = 2U_2 I_2 = 1,57 P_d; \quad (2.22)$$

$$S_T = (S_1 + S_2)/2 = 1,34 P_d. \quad (2.23)$$

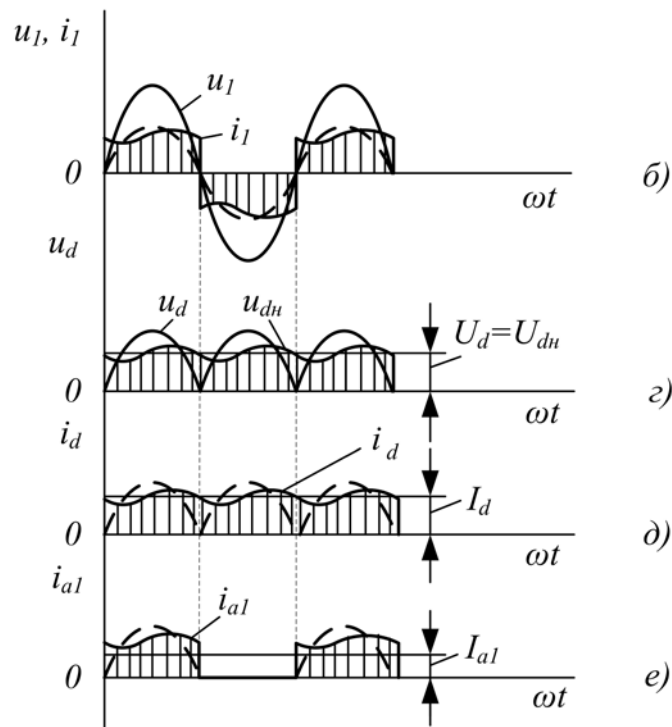
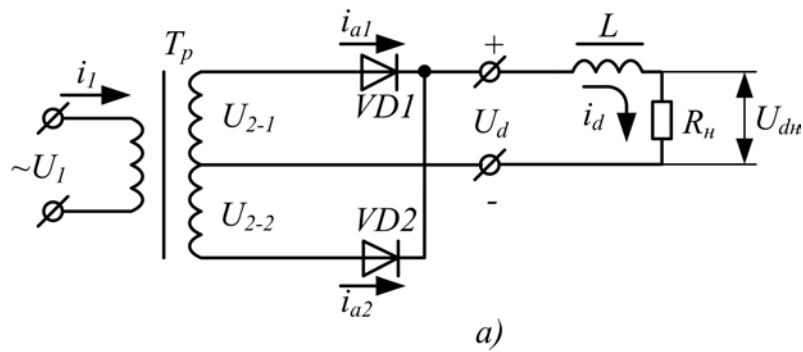


Рис. 2.4. Схема однофазного двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом при активно-индуктивной нагрузке (а) и его временные диаграммы (б-д)

Сглаживающее действие фильтров с индуктивным входом. Сглаживающая способность фильтров характеризуется коэффициентом сглаживания s , который определяется отношением коэффициента пульсации на входе фильтра $q_{\text{вх}}$ к коэффициенту пульсации на его выходе $q_{\text{вых}}$ [2]:

$$s = q_{\text{вх}} / q_{\text{вых}}. \quad (2.24)$$

Расчет коэффициента сглаживания по первой (основной) гармонике производят по формуле:

$$s_1 = \frac{q_{1\text{вх}}}{q_{1\text{вых}}} = \frac{U_{d1m}}{U_d} \div \frac{U_{dH1m}}{U_{dH}}, \quad (2.25)$$

где U_{d1m} , U_{dH1m} – амплитудные значения напряжений первых гармонических пульсаций соответственно на входе и выходе фильтра; U_d , U_{dH} – постоянные составляющие напряжения на входе и выходе фильтра.

Приняв, что падение напряжения по постоянной составляющей в фильтре отсутствует ($U_{dH} = U_d$), выражение (2.25) можно записать в виде

$$s_1 = U_{d1m} / U_{dH1m}. \quad (2.26)$$

Рассчитаем коэффициент сглаживания простейшего индуктивного фильтра, показанного на рис. 2.4, а. Напряжения U_{d1m} и U_{dH1m} определим как падения напряжения от протекания первой (основной) гармоники тока пульсации $I_{\pi(1)}$:

$$U_{dH1m} = I_{\pi(1)} R_H; \quad (2.27)$$

$$U_{d1m} = I_{\pi(1)} \sqrt{(\omega_{\pi(1)} L)^2 + R_H^2}. \quad (2.28)$$

Подстановка (2.26), (2.27) в (2.25) дает

$$s_1 = \frac{\sqrt{(\omega_{\pi(1)} L)^2 + R_H^2}}{R_H}. \quad (2.29)$$

Обычно $\omega_{\pi(1)} L \gg R_H$. Тогда

$$s_1 = \frac{\omega_{\pi(1)} L}{R_H} = \frac{2\pi m_2 f_c L}{R_H}. \quad (2.30)$$

На основании выражения (2.30) заключаем, что сглаживающая способность фильтра повышается с увеличением числа фаз выпрямления, а также с увеличением индуктивности L и уменьшением сопротивления нагрузки R_H . Сопротивление R_H уменьшается с увеличением мощности нагрузки. В связи с этим использование простейшего индуктивного фильтра эффективно в выпрямителях средней и большой мощности, где он и нашел преимущественное применение. Справочные данные сглаживающих реакторов приведены в приложении 3.

В маломощных выпрямителях применение простейшего индуктивного фильтра менее эффективно, поскольку сопротивление R_H здесь относительно велико. Для получения необходимого коэффициента сглаживания пришлось бы с целью выполнения условия $\omega_{n(1)}L \gg R_H$ значительно завышать индуктивность сглаживающего реактора.

Поэтому в выпрямителях небольшой мощности задачу решают не увеличением L , а уменьшением сопротивления цепи нагрузки переменному току путем включения параллельно нагрузке конденсатора фильтра, т. е. использованием Г-образного LC-фильтра (рис. 2.5, а).

Включением конденсатора можно создать самостоятельную цепь протекания переменной составляющей тока, обусловленную переменной составляющей напряжения u_d , минуя цепь нагрузки. Поскольку сопротивление конденсатора переменному току мало, падение напряжения на конденсаторе от переменной составляющей тока также мало, чем достигается уменьшение пульсаций напряжения u_{dH} . Иными словами, с помощью конденсатора более эффективно осуществляется разделение переменной и постоянной составляющих в выходной

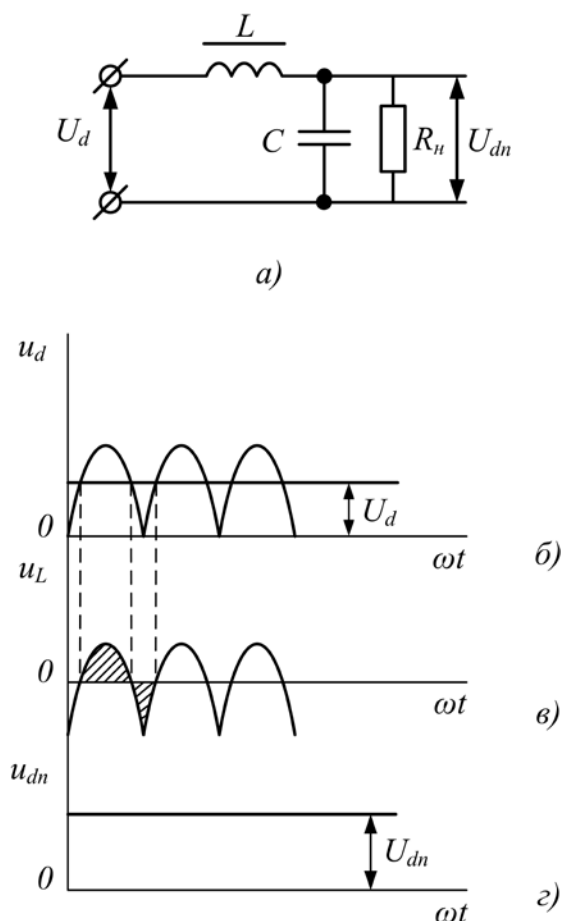


Рис. 2.5 Схема Г-образного LC-фильтра (а), временные диаграммы, иллюстрирующие принцип сглаживания выходного напряжения выпрямителей (б-г)

цепи выпрямителя: задержание реактором переменной составляющей напряжения u_d и пропускание им постоянной составляющей в нагрузку. Это явление наглядно иллюстрируют временные диаграммы рис. 2.5, б-г, построенные в предположении $L \rightarrow \infty$ и $C \rightarrow \infty$.

Работа выпрямителя при активно-емкостной нагрузке

Активно-емкостная нагрузка выпрямителя (рис. 2.6, а) создается при использовании конденсатора C для сглаживания кривой выпрямленного напряжения.

Включение конденсатора параллельно нагрузке изменяет режим работы выпрямителя по сравнению с работой при чисто активной и активно-индуктивной нагрузках. Поведение схемы, обусловливаемое процессами заряда и разряда конденсатора, характеризуется импульсным режимом ее работы.

Состояния диодов в схеме здесь также определяются напряжениями u_{2-1} и u_{2-2} . Однако в отличие от предыдущих случаев для отпириания диода VD1 или VD2 недостаточно только изменения отрицательной полуволны напряжений u_{2-1} или положительной полуволны u_{2-2} . Необходимо, чтобы указанные напряжения превысили напряжение на конденсаторе C , определяющее потенциал катодов диодов VD1 и VD2 и выходное напряжение u_d (рис. 2.6, а, г).

Пусть на интервале $0 - \omega t_1$ $u_{2-1} > 0$, а $u_{2-2} < 0$ (рис. 2.6, а, в) и напряжение на конденсаторе $u_d > |u_{2-2}|$. На этом интервале оба диода закрыты. Диод VD2 заперт, поскольку $u_{2-2} < 0$, и к диоду VD2 прикладывается обратное напряжение, равное $u_{2-2} + u_d$. Диод VD1 заперт вследствие того, что напряжение его катода относительно нулевой точки, определяемое напряжением u_d , превышает напряжение анода, создаваемое вторичным напряжением u_{2-1} (рис. 2.6, а, г). На интервале $0 - \omega t_1$ нагрузка R_H и конденсатор C отделены запертыми диодами от вторичных обмоток трансформатора. Питание нагрузки производится от конденсатора, разряжающегося на нее с постоянной времени $\tau = CR_H$.

По мере приближения к моменту времени ωt_1 (рис. 2.6, г) напряжение вторичной обмотки u_{2-1} увеличивается, стремясь к напряжению на конденсаторе, что приводит к уменьшению обратного напряжения на диоде VD1. В момент времени ωt_1 $u_{2-1} = u_d$ и диод VD1 открывается, подключая конденсатор и нагрузку к напряжению вторичной обмотки трансформатора u_{2-1} . Интервал $\omega t_1 - \omega t_2$ соответствует этапу заряда конденсатора под действием напряжения u_{2-1} .

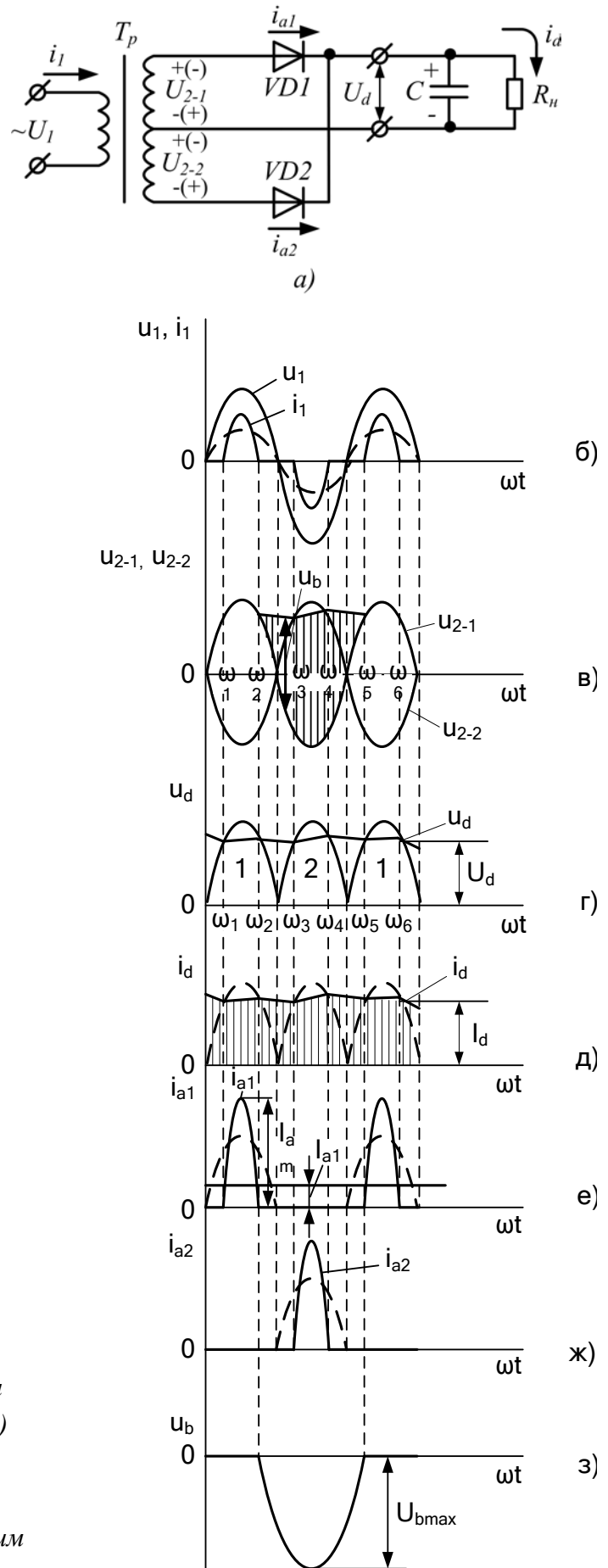
Вследствие падения напряжения в цепи заряда от протекания зарядного тока напряжение на конденсаторе, а следовательно, и напряжение u_d на ин-

тервале $\omega t_1 - \omega t_2$ оказывается несколько меньше напряжения u_{2-1} (рис. 2.6, г). Падение напряжения складывается из падений напряжения на активных сопротивлениях первичной и вторичной обмоток трансформатора и соединительных проводов, а также падения напряжения на диоде. Зарядный ток конденсатора, ток вторичной обмотки трансформатора и ток диода i_{a1} имеют вид импульсов (рис. 2.6, е) с амплитудой I_{am} . С учетом коэффициента трансформации n такую же форму имеет и первичный ток i_1 (рис. 2.6, б).

Процесс заряда конденсатора заканчивается в момент времени ωt_2 , когда напряжение на нем становится равным напряжению u_{2-1} (рис. 2.6, г).

На интервале $\omega t_2 - \omega t_3$ диоды VD1 и VD2 заперты. На этом интервале происходит разряд конденсатора на нагрузку. Кривая u_d здесь представляет собой экспоненту с постоянной времени $\tau = CR_H$.

Рис. 2.6. Схема однофазного выпрямителя с нулевым выводом и сглаживающим С-фильтром (а) и временные диаграммы однофазного выпрямителя с нулевым выводом и сглаживающим С-фильтром (б-з)



В момент времени ωt_3 напряжение u_{2-2} нижней полуобмотки становится равным u_d (рис. 2.6, г). Диод VD2 открывается и на интервале $\omega t_3 - \omega t_4$ пропускает импульс зарядного тока i_{a2} конденсатора (рис. 2.6, ж). Через первичную обмотку трансформатора протекает импульс тока, совпадающий по фазе с напряжением u_1 (рис. 2.6, б). В последующем процессы в схеме повторяются.

Кривая напряжения u_d отличается от аналогичной кривой при чисто активной нагрузке (рис. 2.6, г). Наличие конденсатора делает ее сглаженной. При постоянной времени $\tau = CR_H = (4 \div 8) / f_c$ коэффициент пульсации выходного напряжения не превышает 0,02—0,04. Его расчет производят по формуле:

$$q_1 = \frac{1}{2\pi f_c \tau}. \quad (2.31)$$

Поскольку $i_d = u_d / R_H$, ток нагрузки также получается достаточно хорошо сглаженным (рис. 2.6, д).

В то время как при активной и активно-индуктивной нагрузках среднее значение напряжения U_d (без учета падений напряжения в схеме) равно $0,9U_2$, при наличии конденсатора напряжение U_d близко к амплитудному значению $U_{2m} = 1,41 U_2$ в режиме холостого хода.

Потребление энергии цепью нагрузки из питающей сети переменного тока носит импульсный характер. В течение сравнительно коротких интервалов времени конденсатор получает энергию от источника, а затем отдает ее в нагрузку. Импульсный характер потребления энергии сопровождается протеканием через первичную и вторичную обмотки трансформатора, а также диоды импульсов зарядного тока конденсатора. При этом амплитудное значение тока диодов $I_{am} = (3 \div 8) I_d$.

При использовании емкостного фильтра необходимо учитывать влияние на коэффициент пульсации сопротивления нагрузки. Поскольку эффективность фильтра повышается с увеличением сопротивления нагрузки, его целесообразно применять при мощности нагрузки не более нескольких десятков ватт.

2.4. Однофазный мостовой неуправляемый выпрямитель

В схему выпрямителя (рис. 2.7, а) входят силовой трансформатор с одной вторичной обмоткой и выпрямительный мост из четырех диодов VD1–VD4. Принцип действия выпрямителя рассмотрим, приняв нагрузку выпрямителя чисто активной.

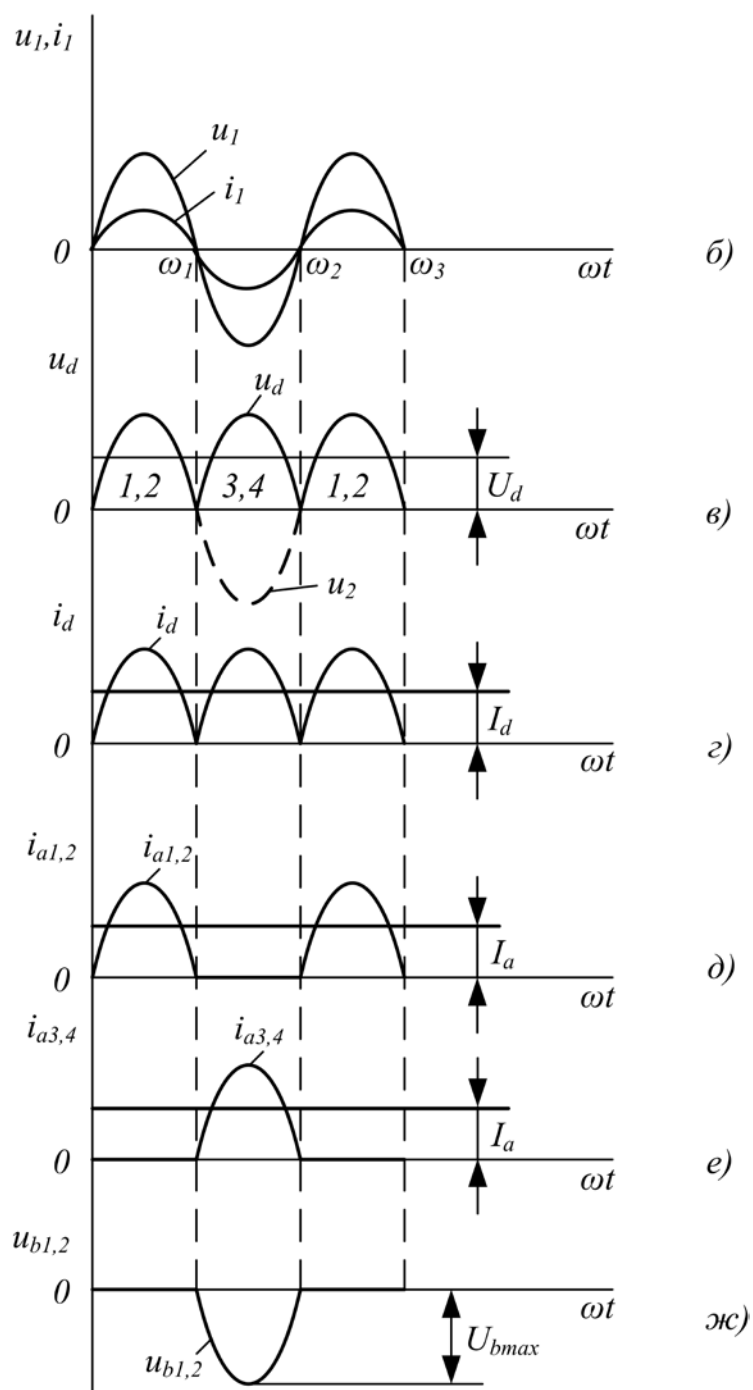
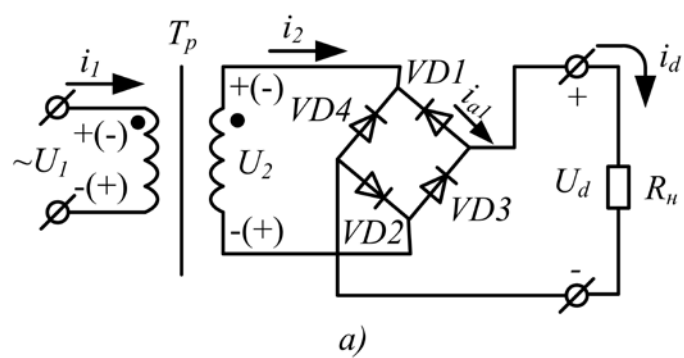


Рис. 2.7. Схема однофазного мостового выпрямителя (а) и его временные диаграммы (б-ж)

Выходное напряжение u_d при чисто активной нагрузке, как и в схеме с выводом нулевой точки трансформатора, имеет вид однополярных полувольт напряжения u_2 (рис. 2.7, в). Это получается в результате поочередного отпи- рания диодов VD1, VD2 и VD3, VD4.

Все параметры схем неуправляемых выпрямителей определяются мето- дами, аналогичными приведенным выше. Для основных типов схем неуправ- ляемых выпрямителей они сведены в таблицу 3. Подробный расчет приведен в [1, 2].

Преимуществами мостовой схемы выпрямителя являются более простой трансформатор, содержащий только одну вторичную обмотку, и меньшее об- ратное напряжение (при данном напряжении U_d), на которое следует выби- рать диоды. Указанные преимущества компенсируют недостаток схемы, за- ключающийся в большем числе диодов. Поэтому мостовая схема нашла пре- обладающее применение в выпрямителях однофазного тока небольшой и средней мощности.

Режимы работы мостовой схемы при активно-индуктивной и активно- емкостной нагрузках ничем не отличаются от аналогичных режимов однофаз- ной схемы с выводом нулевой точки.

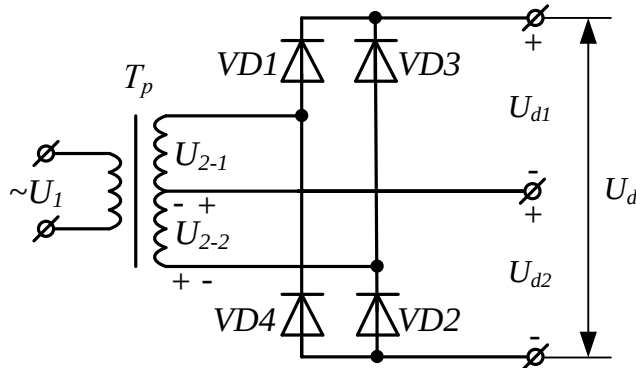


Рис. 2.8. Схема выпрямителя, обеспечивающая получение двух разнополярных питающих напряжений

Мостовую схему вы- прямителя с выводом нуле- вой точки трансформатора (рис. 2.8), нашедшую при- менение для создания двух разнополярных относитель- но нулевой точки выпрям- ленных напряжений U_{d1} и U_{d2} , можно рассматривать как сочетание двух нулевых схем (одной - на диодах VD₁, VD₃, другой - на дио- дах VD₂, VD₄).

2.5. Трехфазный неуправляемый выпрямитель с нулевым выводом

Питание постоянным током потребителей средней и большей мощности производится от трехфазных выпрямителей. При выпрямлении трехфазного переменного тока достигается лучшее качество выпрямленного напряжения за счет снижения амплитуды пульсаций. Напряжение трехфазных выпрямителей легче подвергается сглаживанию, так как частота пульсаций здесь выше, чем в однофазных выпрямителях. Положительным фактором в построении выпрямительных установок служит и меньшая загрузка вентилях трехфазных схем по току и напряжению.

В схему трехфазного неуправляемого выпрямителя с нулевым выводом (рис. 2.9, а) входит трансформатор со вторичными обмотками, соединенными звездой. Первичные обмотки соединяются звездой или треугольником. Выводы вторичных обмоток связаны с анодами трех вентилях. Нагрузка подключается к общей точке соединения катодов вентилях и нулевому выводу вторичных обмоток. Временные диаграммы на рис. 2.9, поясняющие работу схемы, приведены для чисто активной нагрузки.

В открытом состоянии всегда находится тот вентиль, для которого фазное напряжение выше, чем у двух других. Каждый из непроводящих вентилях будет заперт обратным напряжением, равным разности напряжений его фазы и фазы проводящего вентиля. Открытый вентиль подключает напряжение соответствующей фазы к нагрузке. В результате на ней действует однополярное пульсирующее напряжение u_d , представляющее собой участки фазных напряжений u_a , u_b , u_c (рис. 2.9, б, в). При чисто активной нагрузке кривая ее тока $i_d = U_d/R_n$ имеет ту же форму, что и напряжение u_d (рис. 2.9, в). Среднее значение выпрямленного напряжения находят по площади заштрихованного участка на рис. 2.9, в:

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{2}U_2 \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17U_2, \quad (2.32)$$

где U_2 — действующее значение фазного напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Параметры схемы трехфазного нулевого неуправляемого выпрямителя с нулевым выводом сведены в таблицу 3. Подробный расчет приведен в [1, 2].

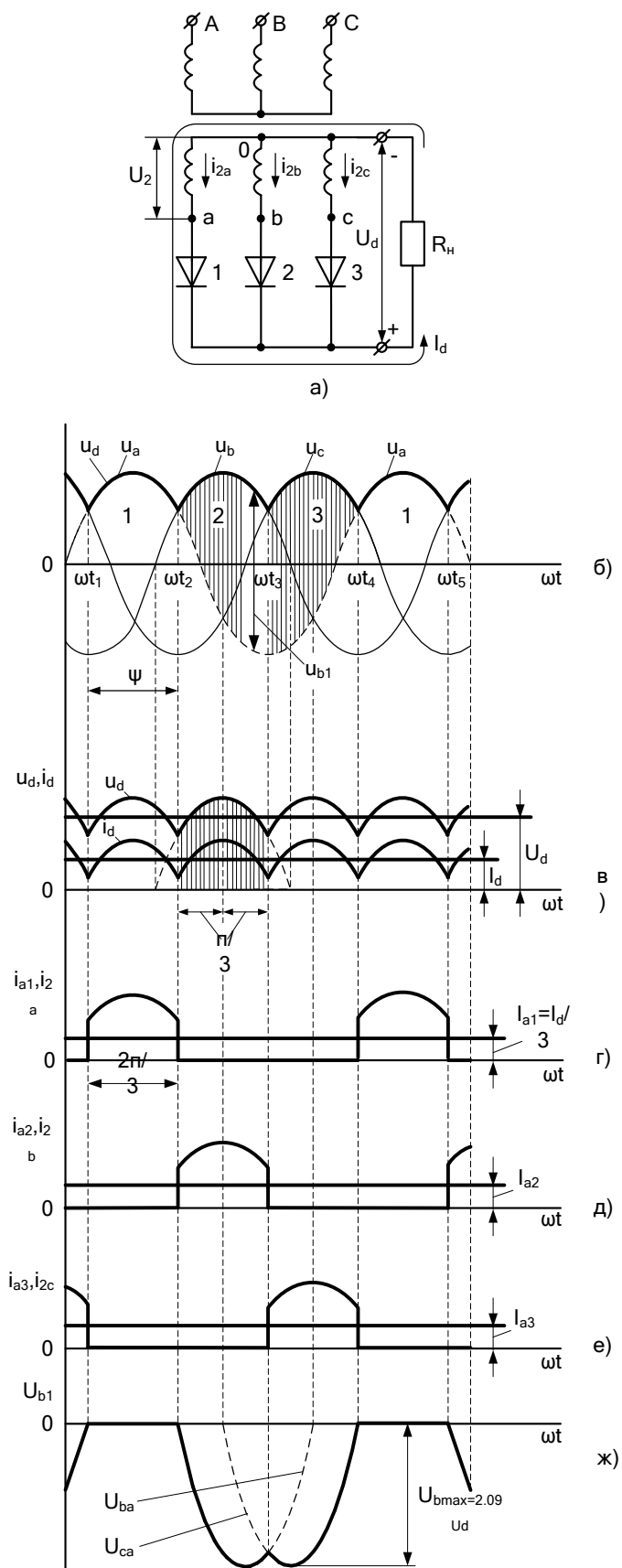


Рис. 2.9. Схема трехфазного неуправляемого выпрямителя с нулевым выводом (а) и его временные диаграммы при чисто активной нагрузке (б-ж)

Таблица 3

Основные параметры схем неуправляемых выпрямителей

Схема выпрямителя	Реакция нагрузки	Трансформатор							Вентили		Нагрузка		
		K_{cx}	$\frac{U_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{nI_d}$	$\frac{S_1}{P_d}$	$\frac{S_2}{P_d}$	$\frac{S_T}{P_d}$	$\frac{U_{обр\ max}}{U_d}$	$\frac{I_a}{I_d}$	m_2	$f_{П(1)}$	q_1
Однофазная нулевая	активная	0,9	1,11	0,785	1,11	1,23	1,73	1,48	3,14	0,5	0,785	2	100
	индуктивная	0,9	1,11	0,707	1	1,11	1,57	1,34	3,14	0,5	0,71	2	100
	емкостная	1,08	0,93	1,45	1,63	1,51	2,14	1,83	2,63	0,5	1,15	2	100
Однофазная мостовая	активная	0,9	1,11	1,11	1,11	1,23	1,23	1,23	1,57	0,5	0,785	2	100
	индуктивная	0,9	1,11	1	1	1,11	1,11	1,11	1,57	0,5	0,71	2	100
	емкостная	1,41	0,71	1,63	1,63	1,51	1,51	1,51	1,32	0,5	1,15	2	100
Трехфазная ну- левая	активная	1,17	0,855	0,583	0,476	1,22	1,48	1,35	2,11	0,33	0,59	3	150
	индуктивная	1,17	0,855	0,58	0,47	1,21	1,48	1,35	2,1	0,33	0,58	3	150
Трехфазная мостовая	активная	2,34	0,43	0,82	0,82	1,05	1,05	1,05	1,05	0,333	0,58	6	300
	индуктивная	2,34	0,43	0,82	0,82	1,05	1,05	1,05	1,05	0,333	0,58	6	300

Кривые токов вторичных обмоток трансформатора содержат постоянную составляющую, равную $I_d/3$, которая протекает и через вторичные обмотки трансформатора, создавая в каждом из трех стержней магнитопривода однонаправленный поток вынужденного подмагничивания трансформатора, что крайне нежелательно, поскольку может привести к насыщению магнитопривода. Поток вынужденного подмагничивания может быть исключен введением дополнительных обмоток (т.е. усложнением трансформатора) на вторичной стороне и соединением вторичных обмоток зигзагом (рис. 2.10). На каждом стержне магнитной системы, кроме первичной обмотки, расположены две секции вторичной обмотки, в которых протекают токи противоположного направления. Поэтому взаимно компенсируются магнитные силы, соответствующие постоянным составляющим этих токов, а также гармоникам с порядковыми номерами, кратными трем, и схема магнитно уравновешена (рис. 2.10, б).

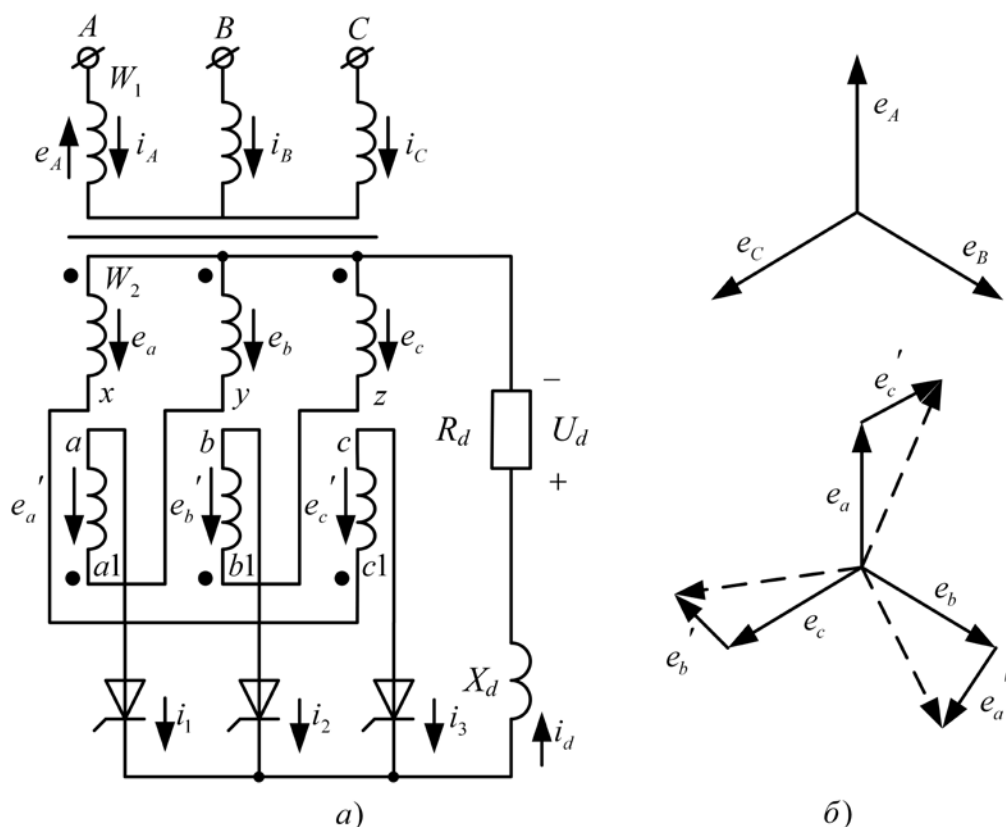


Рис. 2.10. Трехфазная вентильная схема «звезда – зигзаг»

2.6. Трехфазный мостовой неуправляемый выпрямитель

Схема трехфазного мостового выпрямителя (рис. 2.11, а) содержит выпрямительный мост из шести вентилях. В нижней группе вентили соединены катодами (катодная группа), а в верхней — анодами (анодная группа). Нагрузка подключается между точками соединения катодов и анодов вентилях. Схема допускает соединение как первичных, так и вторичных обмоток трансформатора звездой или треугольником. Она может быть применена и без трансформатора.

Временные диаграммы на рис. 2.11, поясняющие работу схемы, приведены для активно-индуктивной нагрузки.

В схеме с нулевым выводом ток нагрузки создается под действием фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора, а в мостовой схеме — под действием линейного напряжения. Ток нагрузки здесь протекает через два вентиля, один из которых расположен в катодной группе, а другой — в анодной. Контур тока нагрузки при открытых вентилях 1 и 6 показан на схеме рис. 2.11, а.

Из катодной группы в открытом состоянии будет находиться тот из вентилях, напряжение анода которого имеет положительную полярность относительно нулевого вывода (фазное напряжение) и наибольшую величину по сравнению с другими вентилями. За период напряжения питания происходит шесть переключений вентилях. Схема работает в шесть тактов, в связи с чем ее часто называют шестипульсной. Кривая выпрямленного напряжения u_d , показанная на рис. 2.11, в, состоит из участков линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора.

Среднее значение выпрямленного напряжения находят по среднему значению напряжения u_d за период повторяемости $\pi/3$ (заштрихованный участок на рис. 2.11, в):

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{2}U_{2л} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{2л} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 = 2,34U_2. \quad (2.33)$$

Параметры трехфазного мостового неуправляемого выпрямителя с нулевым выводом сведены в таблицу 3. Подробный расчет приведен в [1, 2].

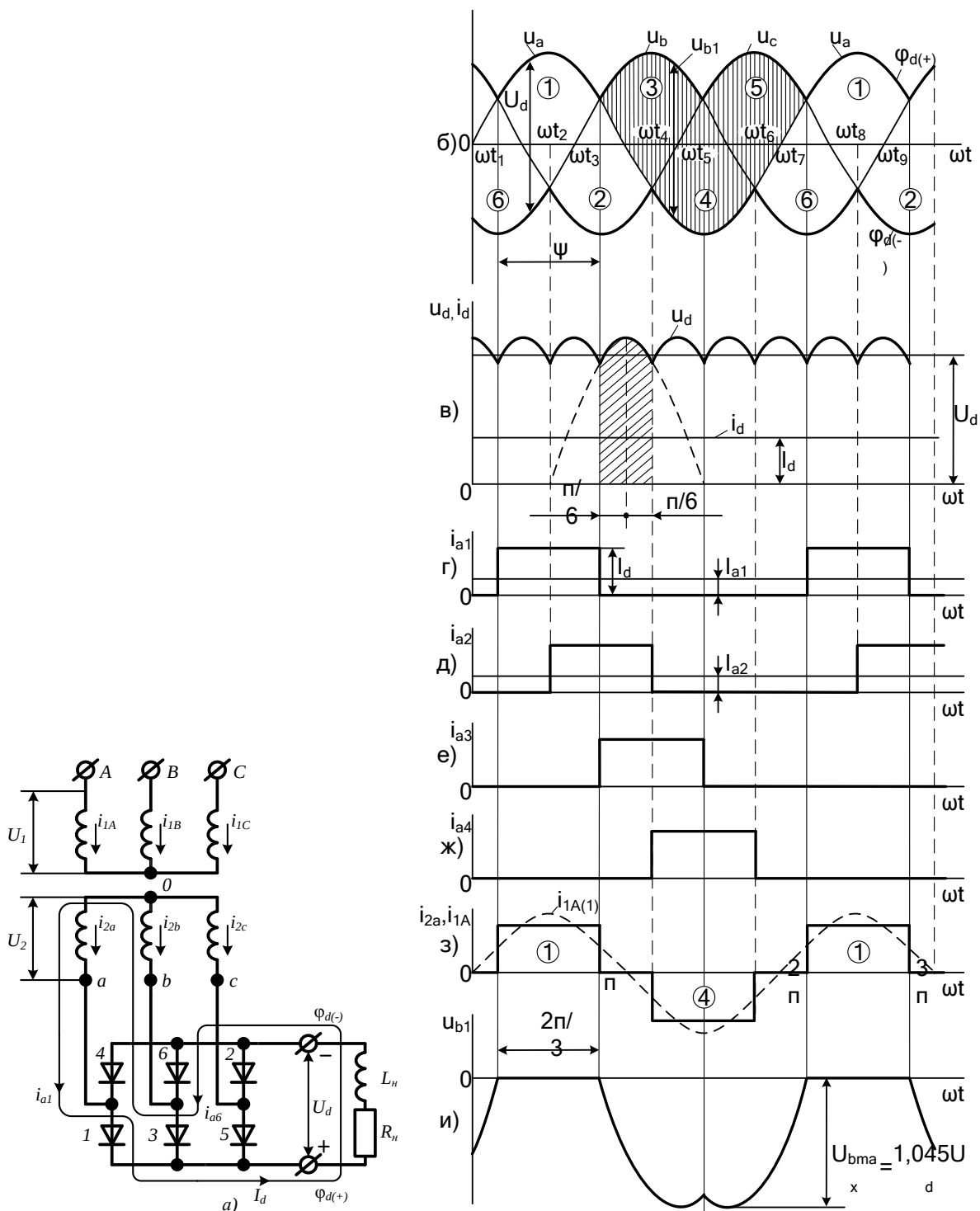


Рис. 2.11. Временные диаграммы трехфазного мостового неуправляемого выпрямителя при $L_n \rightarrow \infty$ (б-и)

Расчетная (типовая) мощность всего трансформатора $S_T = 1,045P_d$. В соответствии с этим трансформатор трехфазной мостовой схемы выпрямителя выбирают на мощность, близкую к мощности нагрузки, что также является преимуществом этой схемы.

2.7. Коммутационные процессы в неуправляемых выпрямителях. Внешняя характеристика неуправляемых выпрямителей

Работа преобразовательных установок сопровождается сложными электромагнитными процессами, характер которых зависит от многих параметров системы, содержащей нелинейные элементы (вентили) и магнитные связи.

Каждый установившийся режим работы по существу представляет собой непрерывно повторяющиеся переходные процессы, возникающие при включении (зажигании) и выключении (гашении) вентилях, осуществляющих коммутацию тока в преобразовательной установке.

При рассмотрении трехфазной мостовой схемы исходили из равенства нулю индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора и индуктивностей питающей сети, т. е. не учитывали влияние на показатели схемы коммутационных процессов, реально имеющих место в схеме в процессе ее работы. По указанной причине все приведенные соотношения следует считать действительными лишь в первом приближении, а найденное значение напряжения U_d равным напряжению U_{d0} в режиме холостого хода.

Ввиду наличия указанных индуктивностей, которые учитываются приведенными к вторичной обмотке трансформатора «анодными» реактивными сопротивлениями x_{aa} , x_{ab} , x_{ac} (рис. 2.12, а), каждый переход тока с одного вентиля на другой в пределах анодной и катодной групп происходит в течение интервала коммутации γ . Коммутация начинается в точках естественного отпирания очередных вентилях (рис. 2.12, б), которым соответствуют моменты времени $\omega t_1, \omega t_2, \omega t_3, \omega t_4$ и т. д. на рис. 2.12, в.

В точках естественного отпирания вентилях достигается равенство фазных напряжений вторичных обмоток трансформатора.

На этапе коммутации открыты три вентиля, два из которых в анодной или катодной группе участвуют в коммутации. В процессе коммутации двух вентилях потенциал соответствующей шины нагрузки изменяется по полусумме напряжений двух фаз, участвующих в коммутации. Как видно из рис. 2.12, б, в, это вызывает уменьшение выпрямленного напряжения u_d на этапе коммутации γ , что сказывается и на среднем значении выходного напряжения:

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_{d\gamma} \quad (2.34)$$

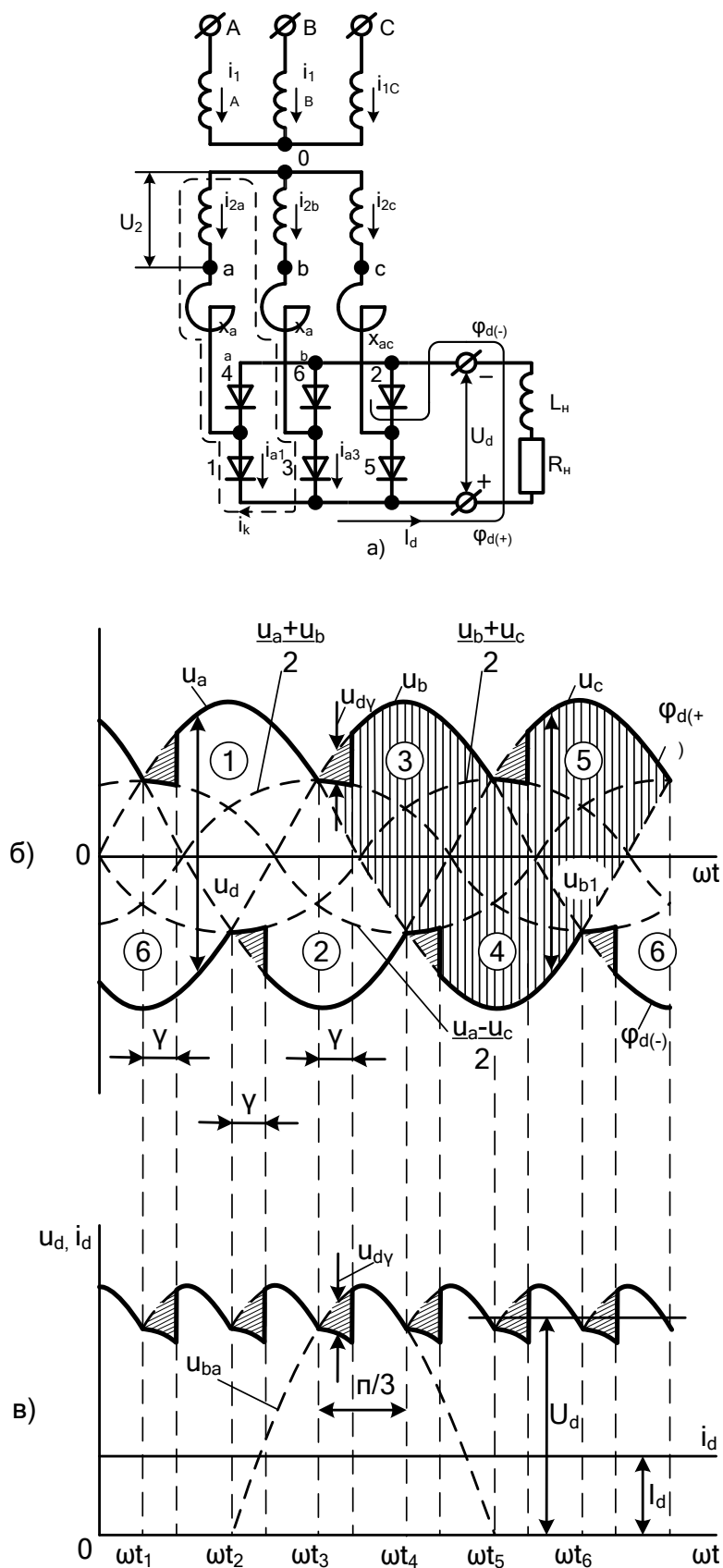


Рис. 2.12. Схема (а) и временные диаграммы трехфазного мостового неуправляемого выпрямителя, учитывающие явление коммутации (б-в)

или для данной схемы

$$U_d = U_{d0} - \frac{3I_d x_a}{\pi}. \quad (2.35)$$

Уравнение (2.35) определяет внешнюю характеристику трехфазного мостового неуправляемого выпрямителя, которая, как и для однофазных выпрямителей, имеет вид наклонной прямой. Уменьшение напряжения на нагрузке с увеличением ее тока связано с повышением коммутационных падений напряжения ввиду роста угла коммутации γ .

Обобщенная формула внешней характеристики неуправляемых выпрямителей имеет вид:

$$U_d = U_{d0} - I_d (\sum R_{mp} + \sum R_{VD} + \sum R_{np} + R_k), \quad (2.36)$$

где U_{d0} - напряжение на выходе при нулевом токе нагрузки;

$\sum R_{mp}$ - сумма активных сопротивлений обмоток трансформатора;

$\sum R_{VD}$ - сумма активных сопротивлений вентилях;

$\sum R_{np}$ - сумма активных сопротивлений проводов;

R_k - сопротивление, учитывающее коммутацию.

$$R_k = \frac{m_2 x_a}{2\pi}. \quad (2.37)$$

3. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

3.1. Однофазный нулевой управляемый выпрямитель

Однофазные управляемые выпрямители выполняют по схеме с нулевым выводом трансформатора и мостовой схеме. Схема однофазного управляемого выпрямителя с нулевым выводом, выполняемая по аналогии со схемой неуправляемого выпрямителя (см. рис. 2.3, а), приведена на рис. 3.1.

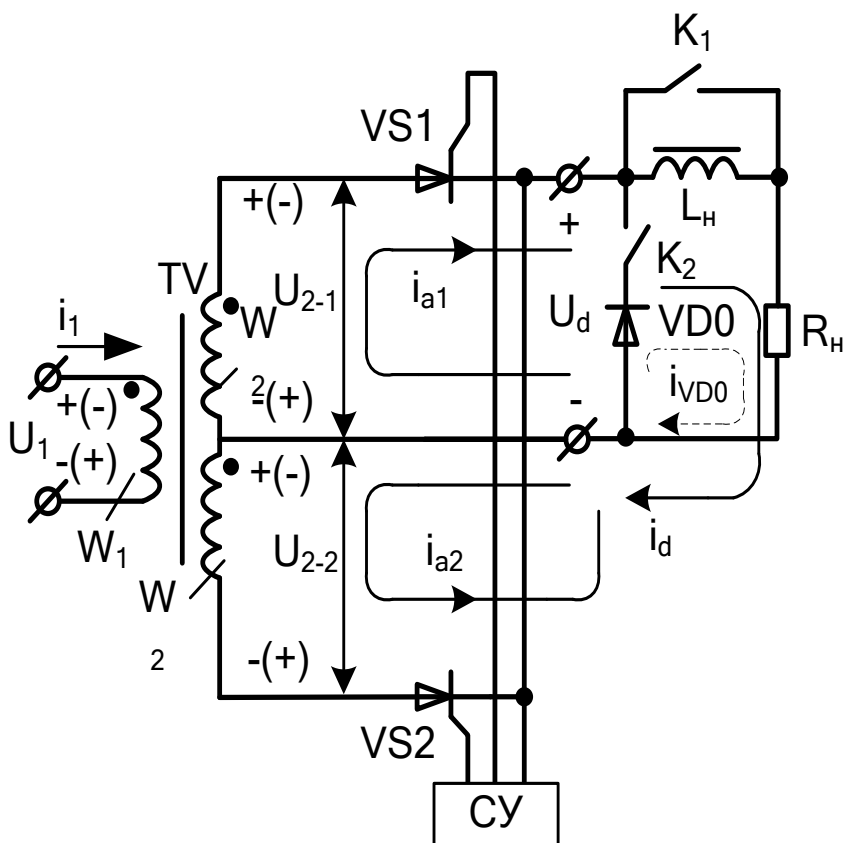


Рис. 3.1 Однофазный нулевой управляемый выпрямитель

Режиму активной нагрузки (ключ K_1 включен, ключ K_2 выключен) соответствуют временные диаграммы, приведенные на рис. 3.2, а-е.

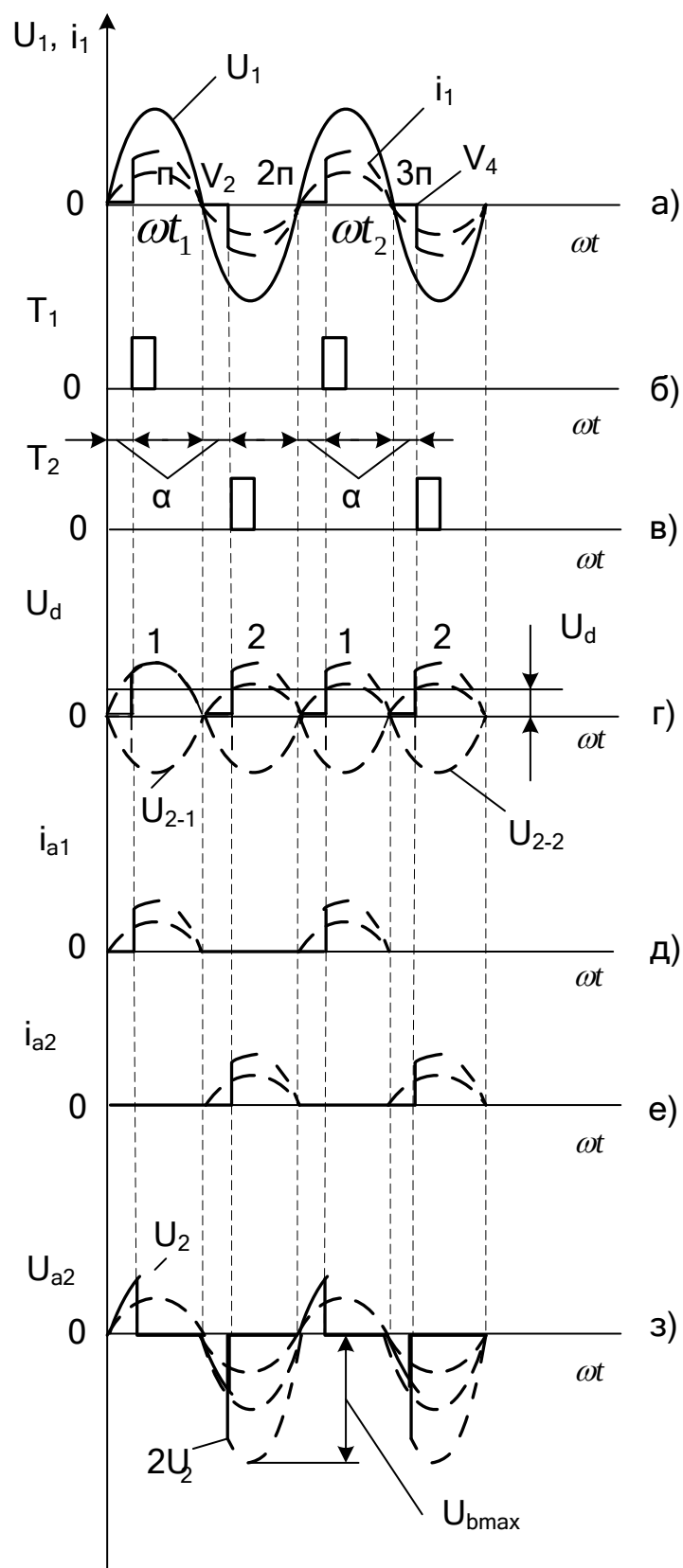


Рис. 3.2. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип действия однофазного управляемого выпрямителя с нулевым выводом при чисто активной нагрузке

Особенностью управляемого выпрямителя является его способность регулировать среднее значение выпрямленного напряжения U_d при изменении угла α (рис. 3.2, в). При $\alpha = 0$ кривая выходного напряжения u_d соответствует случаю неуправляемого выпрямителя и напряжение $U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2$ максимально. Углу управления $\alpha = \pi$ (180 эл. град) отвечают $u_d = 0$ и $U_d = 0$. Вид кривых u_d при различных значениях угла α показан на рис. 3.3, а-г.

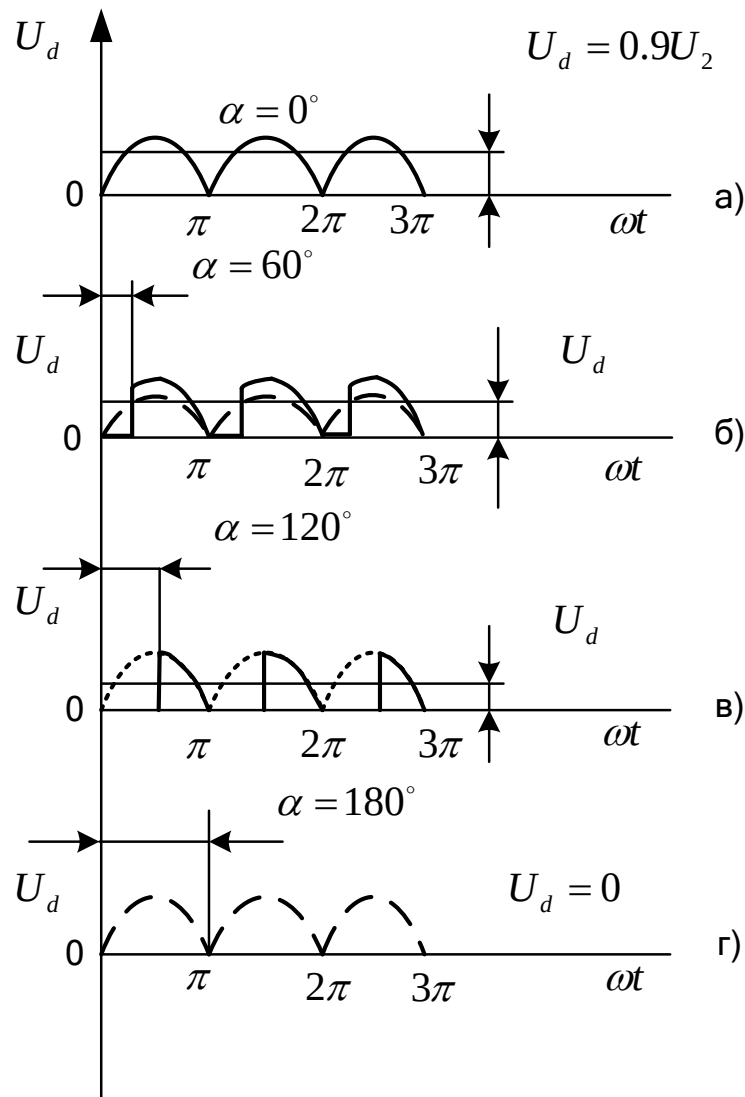


Рис. 3.3. Кривые выходного напряжения однофазного выпрямителя при чисто активной нагрузке и различных углах управления α

Зависимость напряжения U_d от угла α называется регулировочной характеристикой управляемого выпрямителя. Она определяется из выражения для среднего значения напряжения на нагрузке. Это напряжение на интервале

$\alpha - \pi$ соответствует синусоиде вторичного напряжения (см. рис. 3.2, в или 3.3, б, в), т. е.

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t. \quad (3.1)$$

Результат расчета дает

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (3.2)$$

где $U_{d0} = 0,9U_2$ — среднее значение напряжения на нагрузке при $\alpha = 0$.

На рис. 3.4. приведена регулировочная характеристика управляемого выпрямителя (при $L_H = 0$), построенная по выражению (3.2).

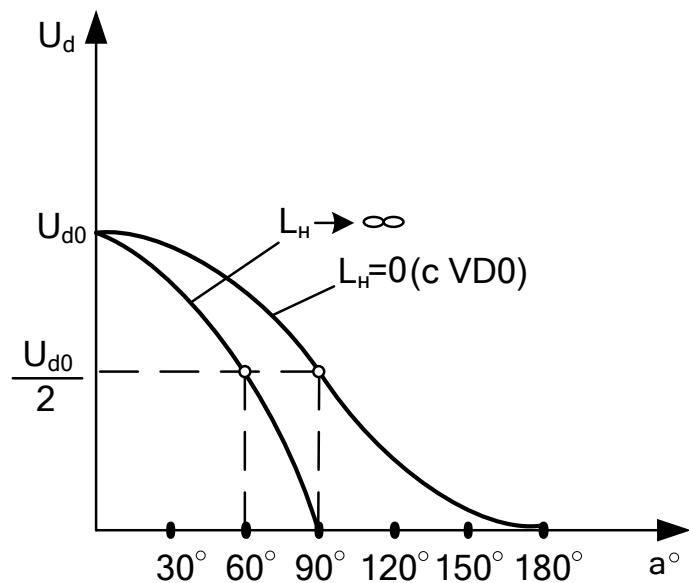


Рис. 3.4. Регулировочная характеристика однофазного управляемого выпрямителя

На рис. 3.5, а-е приведены временные диаграммы напряжений и токов управляемого выпрямителя в предположении $L_H \rightarrow \infty$. Большая величина L_H является наиболее характерным случаем при использовании выпрямителя на практике. Режим работы выпрямителя характеризуется наличием в кривой напряжения u_d (рис. 3.5, б) участков отрицательной полярности, целиком заполняющих интервалы α , а также идеально сглаженной кривой тока нагрузки i_d (рис. 3.5, в). В соответствии с указанной кривой тока i_d токи тиристоров i_{a1} , i_{a2} имеют вид импульсов прямоугольной формы. Среднее значение тока тиристоров связано с током I_d соотношением $I_a = I_d/2$.

Потребляемый от сети ток i_1 является переменным и имеет прямоугольную форму (рис. 3.5, а) с амплитудой $I_{1m} = I_d/n$. Его первая гармоника $i_{1(1)}$ сдвинута в сторону отставания на угол $\varphi = \alpha$ относительно напряжения питания.

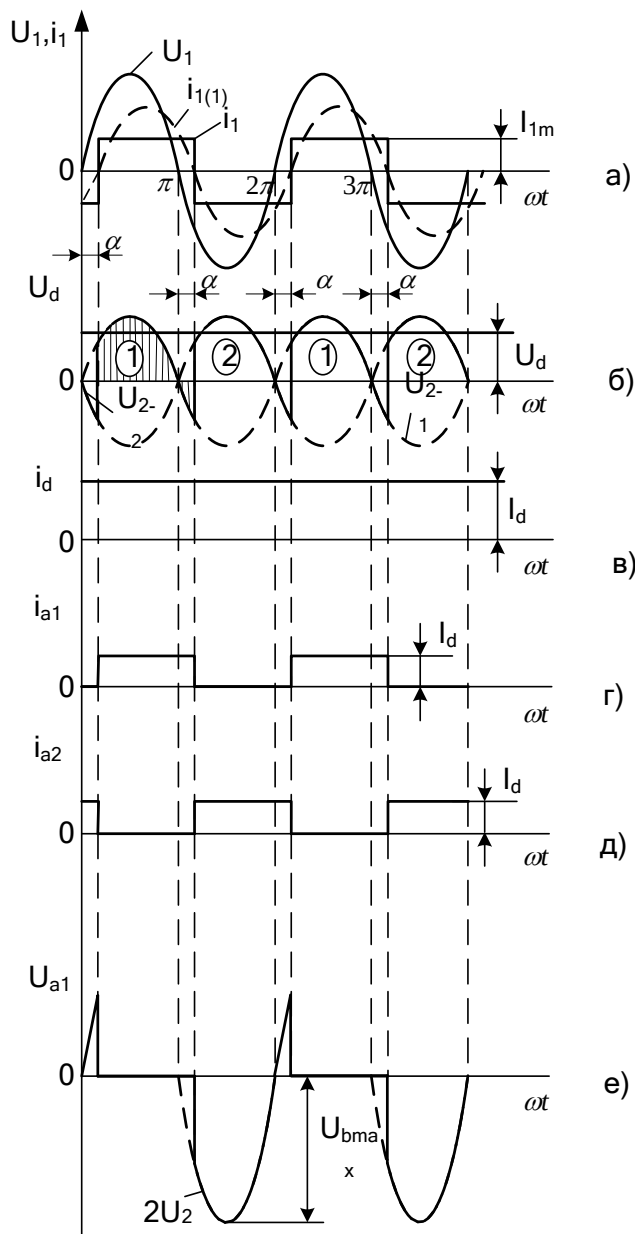


Рис. 3.5. Временные диаграммы напряжений и токов в схеме рис. 3.1 при $L_H \rightarrow \infty$

Кривая напряжения на тиристоре состоит из участков напряжения $2u_2$ (рис. 3.5, е). Максимальное обратное напряжение равно $2\sqrt{2}U_2$ (при $\alpha < 90^\circ$), как и в неуправляемом выпрямителе. Этому же значению соответствует и максимально возможное прямое напряжение на тиристоре (при $\alpha \geq 90^\circ$).

Наличие в кривой напряжения u_d участков отрицательной полярности обуславливает отличие регулировочной характеристики управляемого выпрямителя при $L_H \rightarrow \infty$ от случая чисто активной нагрузки. В частности, для рассматриваемой нагрузки напряжение $U_d=0$ при $\alpha=90^\circ$, что соответствует равенству площадей, заключаемых отрезками кривой напряжения u_d положительной и отрицательной полярности (рис. 3.5, б).

Регулировочная характеристика $U_d = F(\alpha)$, определяемая из выражения

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t; \quad (3.3)$$

описывается соотношением

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha. \quad (3.4)$$

Вид регулировочной характеристики при $L_H \rightarrow \infty$ показан на рис. 3.4. Кривые при $L_H = 0$ и $L_H \rightarrow \infty$ на рис. 3.4 ограничивают область расположения регулировочных характеристик для промежуточных значений $\infty > L_H > 0$.

При работе управляемого выпрямителя первая гармоника входного тока i_1 , как отмечалось, отстает от напряжения питания u_1 (рис. 3.5, а). Это приводит к потреблению выпрямителем от сети реактивной мощности, что неблагоприятно сказывается на энергетических показателях установки. Указанное явление можно несколько ослабить, подключив к выходной цепи управляемого выпрямителя так называемый нулевой диод. Особенности работы выпрямителя по схеме рис. 3.1. с нулевым диодом рассмотрим при активно-индуктивной нагрузке с $L_n \rightarrow \infty$ (ключ K_1 выключен, ключ K_2 включен). Временные диаграммы напряжений и токов, приведенные на рис. 3.6, а-ж, поясняют режим работы схемы.

Отличие проявляется на интервалах α , где ток нагрузки поддерживается энергией, накопленной в индуктивности. В отсутствие нулевого диода ток нагрузки на этих интервалах протекает по цепи через один из тиристоров и обмотку трансформатора, на которой действует напряжение отрицательной полярности. Наличие нулевого диода исключает указанную цепь протекания тока i_d , так как через диод VD0 напряжение вторичной обмотки трансформатора подается на проводящий тиристор в обратном направлении (например, напряжение u_{2-1} на тиристор T_1), вызывая его запираение. Вследствие этого ток нагрузки после перехода вторичного напряжения через нуль переводится в цепь диода VD0, минуя тиристоры и обмотки трансформатора. Из-за шунтирования диодом выход-

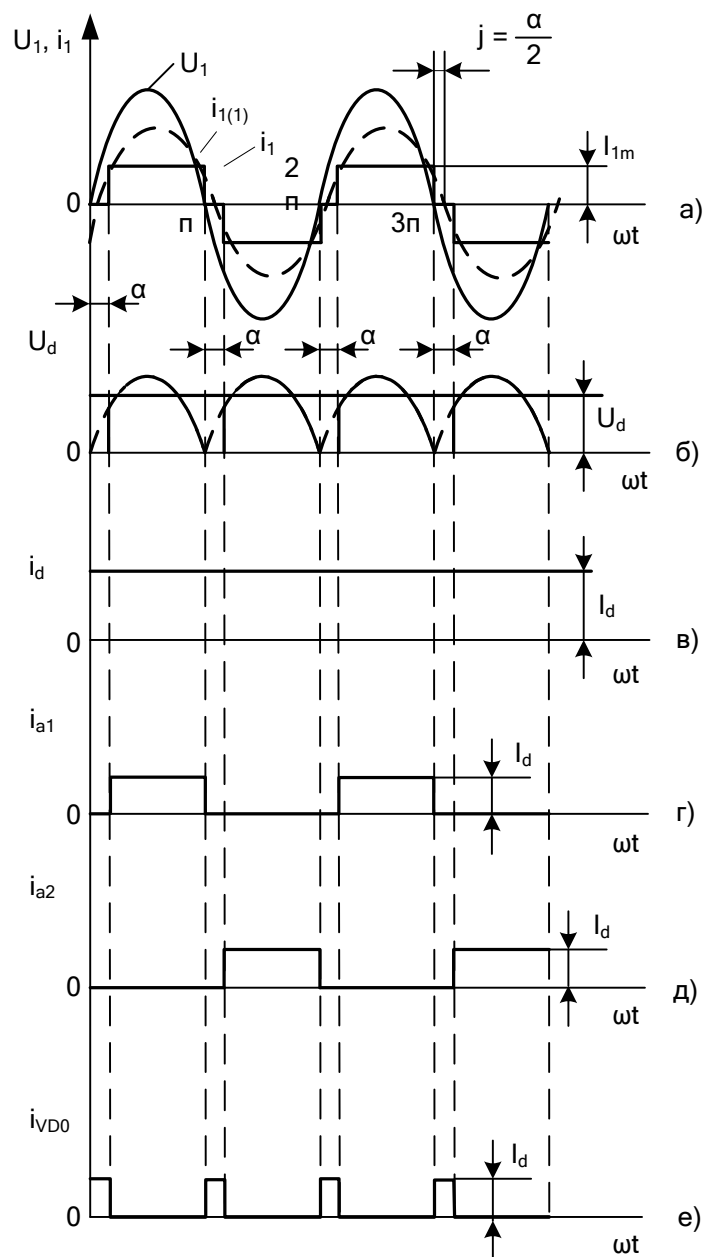


Рис. 3.6. Временные диаграммы напряжений и токов в схеме рис. 3.1 при наличии нулевого диода

ной цепи выпрямителя в кривой напряжения u_d (рис. 3.6, б) на интервалах α создаются нулевые паузы.

Интервалы проводимости тиристоров VT1, VT2 сокращаются до значения $\pi - \alpha$ (рис. 3.6, г, д). Поскольку рассматривается случай $L_H \rightarrow \infty$, ток i_d идеально сглажен (рис. 3.6, в), а токи i_{a1} , i_{a2} (рис. 3.6, г, д) имеют вид импульсов прямоугольной формы с амплитудой I_d и длительностью $\pi - \alpha$. Кривая напряжения на тиристоре (рис. 3.6, ж), так же как и кривая u_d , соответствует случаю чисто активной нагрузки.

Ток первичной обмотки трансформатора обусловливается токами его вторичных обмоток (анодными токами тиристоров VT1, VT2), вследствие чего в токе i_1 , (рис. 3.6, а) создаются паузы длительностью α . Первая гармоника потребляемого тока $i_{1(1)}$ сдвинута теперь относительно напряжения питания u_1 на угол φ , равный $\alpha/2$, в то время как в схеме без нулевого диода фазовый сдвиг между ними был равен α . Регулировочная характеристика управляемого выпрямителя с нулевым диодом, как и для случая чисто активной нагрузки, описывается соотношением (3.2).

3.2. Однофазный мостовой управляемый выпрямитель

Схема однофазного мостового управляемого выпрямителя также выполняется по аналогии со схемой неуправляемого выпрямителя (см. рис. 2.7, а). Она применяется в вариантах с полным или неполным числом управляемых вентилях (тиристоров).

Режим работы и регулировочные характеристики мостового выпрямителя с полным числом управляемых вентилях такие же, что и однофазного выпрямителя с нулевой точкой. В мостовом выпрямителе с неполным числом управляемых вентилях (несимметричная схема) два вентиля управляемые, а два других - неуправляемые (рис. 3.7, а). Режим работы схемы подобен режиму однофазной схемы с нулевым выводом и нулевым диодом. При этом в кривой u_d также отсутствуют участки напряжения отрицательной полярности, а первая гармоника первичного тока имеет фазовый сдвиг относительно напряжения питания, равный $\varphi = \alpha/2$.

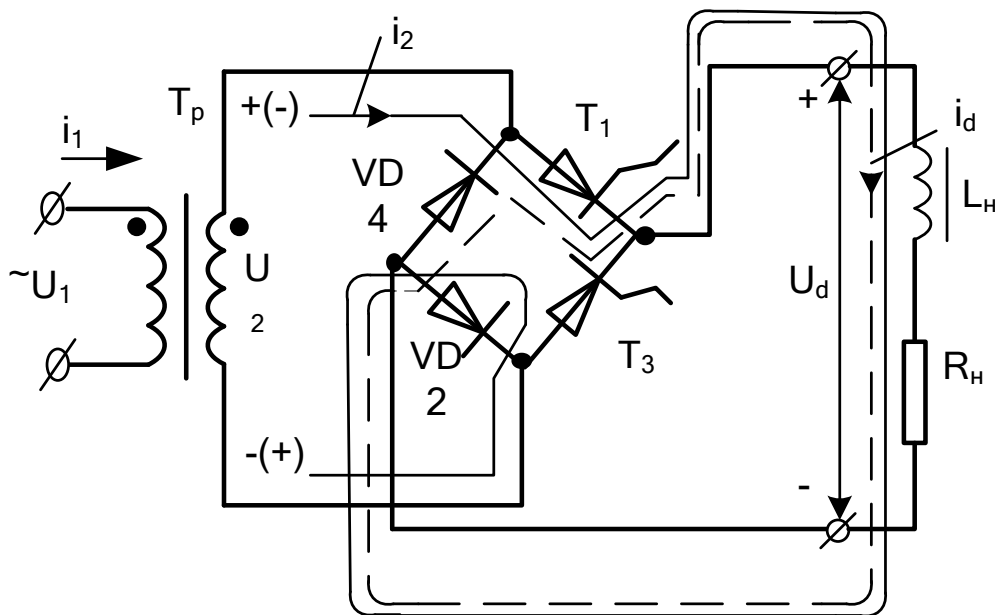


Рис. 3.7. Схема однофазного мостового управляемого выпрямителя с неполным числом вентилей

3.3. Трехфазный нулевой управляемый выпрямитель

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 3.8.

При изменении угла α в диапазоне от 0 до 30° (рис. 3.8, б) переход напряжения u_d с одного фазного напряжения на другое осуществляется в пределах положительной полярности участков фазных напряжений. Поэтому форма кривой напряжения u_d и его среднее значение одинаковы как при активной, так и при активно-индуктивной нагрузках. Ток нагрузки непрерывен.

При $\alpha > 30^\circ$ вид кривой u_d зависит от характера нагрузки (рис. 3.8, б). Причина зависимости та же, что и в управляемых выпрямителях однофазного тока. В случае активно-индуктивной нагрузки ток i_d продолжает протекать через тиристоры и вторичные обмотки трансформатора после изменения полярности их фазного напряжения, в связи с чем в кривой и появляются участки фазных напряжений отрицательной полярности. При $L_H \rightarrow \infty$ эти участки продолжаются до моментов очередного отпирания тиристоров. Равенству площадей участков и условию $U_d = 0$ соответствует угол $\alpha = 90^\circ$. Значение этого угла характеризует нижний предел регулирования напряжения U_d при $L_H \rightarrow \infty$. При активной нагрузке участки напряжения отрицательной полярности отсутствуют, и в кривой u_d при $\alpha > 30^\circ$ появляются нулевые паузы. Напряжению $U_d = 0$ теперь будет отвечать значение угла $\alpha = 150^\circ$.

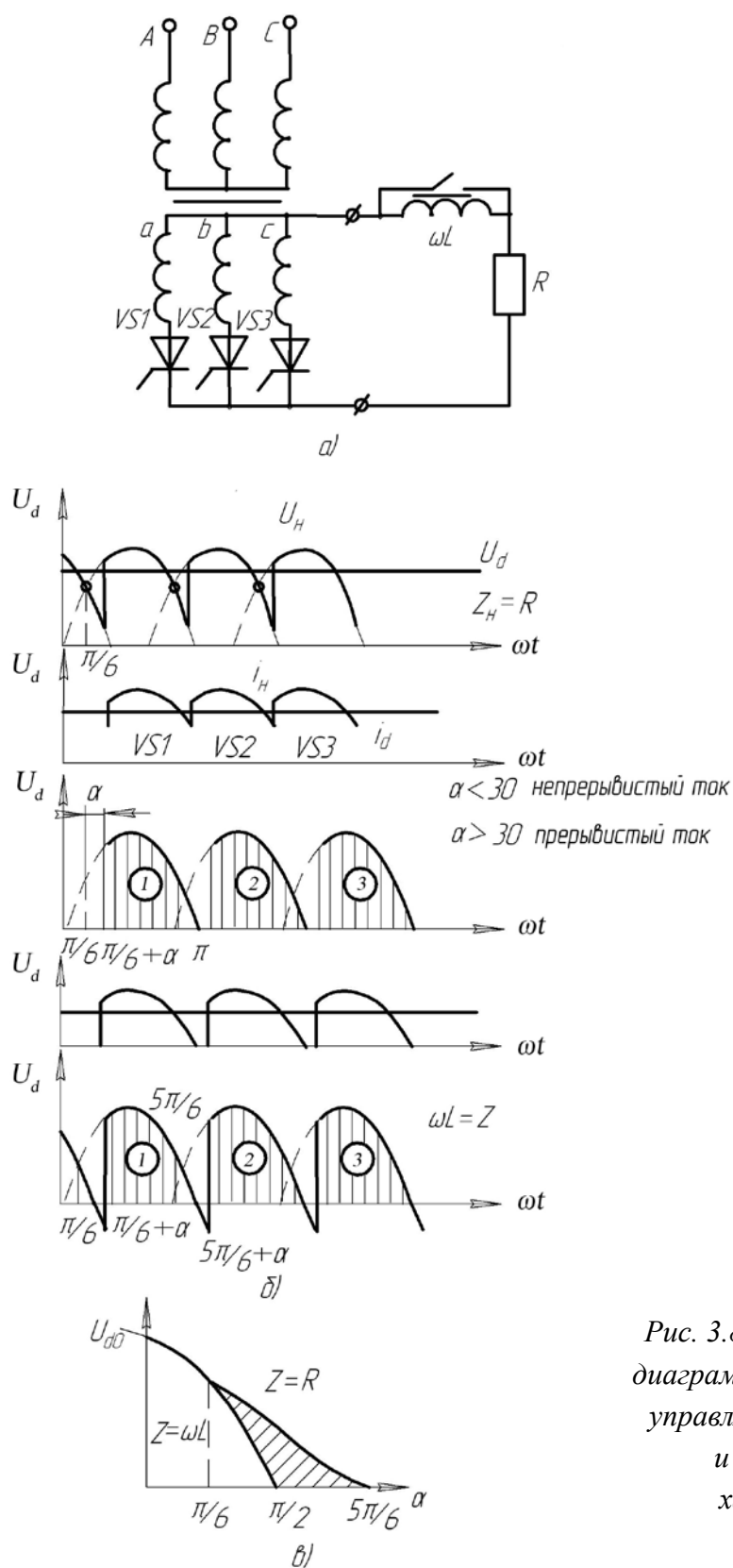


Рис. 3.8. Схема (а) и временные диаграммы трехфазного нулевого управляемого выпрямителя (б) и его регулировочная характеристика (в)

Зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла α (регулировочная характеристика) при $L_H \rightarrow \infty$ может быть найдена усреднением кривой u_d на интервале $2\pi/3$:

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t = U_{d0} \cos \alpha, \quad (3.5)$$

т.е. она определяется тем же соотношением, что и в однофазных схемах.

Участок регулировочной характеристики при активной нагрузке ($L_n = 0$) на интервале $150^\circ > \alpha > 30^\circ$ находят из выражения

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t = U_{d0} \left[\frac{1 + \cos(30^\circ + \alpha)}{\sqrt{3}} \right]. \quad (3.6)$$

При этом закрытие тиристора происходит в точке, соответствующей нулевому напряжению ранее, чем открытие следующего тиристора. Интервал проводимости тиристора от $\frac{\pi}{6} + \alpha$ до π . Ток нагрузки прерывен.

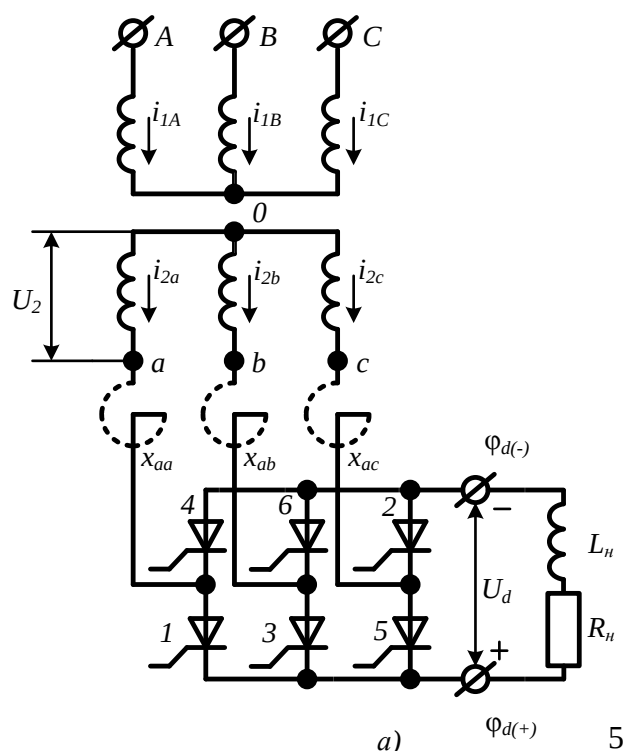
Регулировочные характеристики трехфазного нулевого выпрямителя, построенные по выражениям (3.5), (3.6), приведены на рис. 3.8, в. Неоднозначность регулировочных характеристик и зона прерывистого тока могут быть устранены путем шунтирования нагрузки обратным диодом. Регулировочная характеристика при этом будет аналогична характеристике работы на активную нагрузку, а зона прерывистого тока в нагрузке в пределе будет сужена до нуля за счет замыкания тока в контуре, содержащем э.д.с. нагрузки и обратный диод.

3.4. Трехфазный мостовой управляемый выпрямитель

Трехфазная мостовая схема получила преимущественное применение и при построении управляемых выпрямителей трехфазного тока.

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 3.9.

Рис. 3.9. Схема трехфазного мостового управляемого выпрямителя (а)



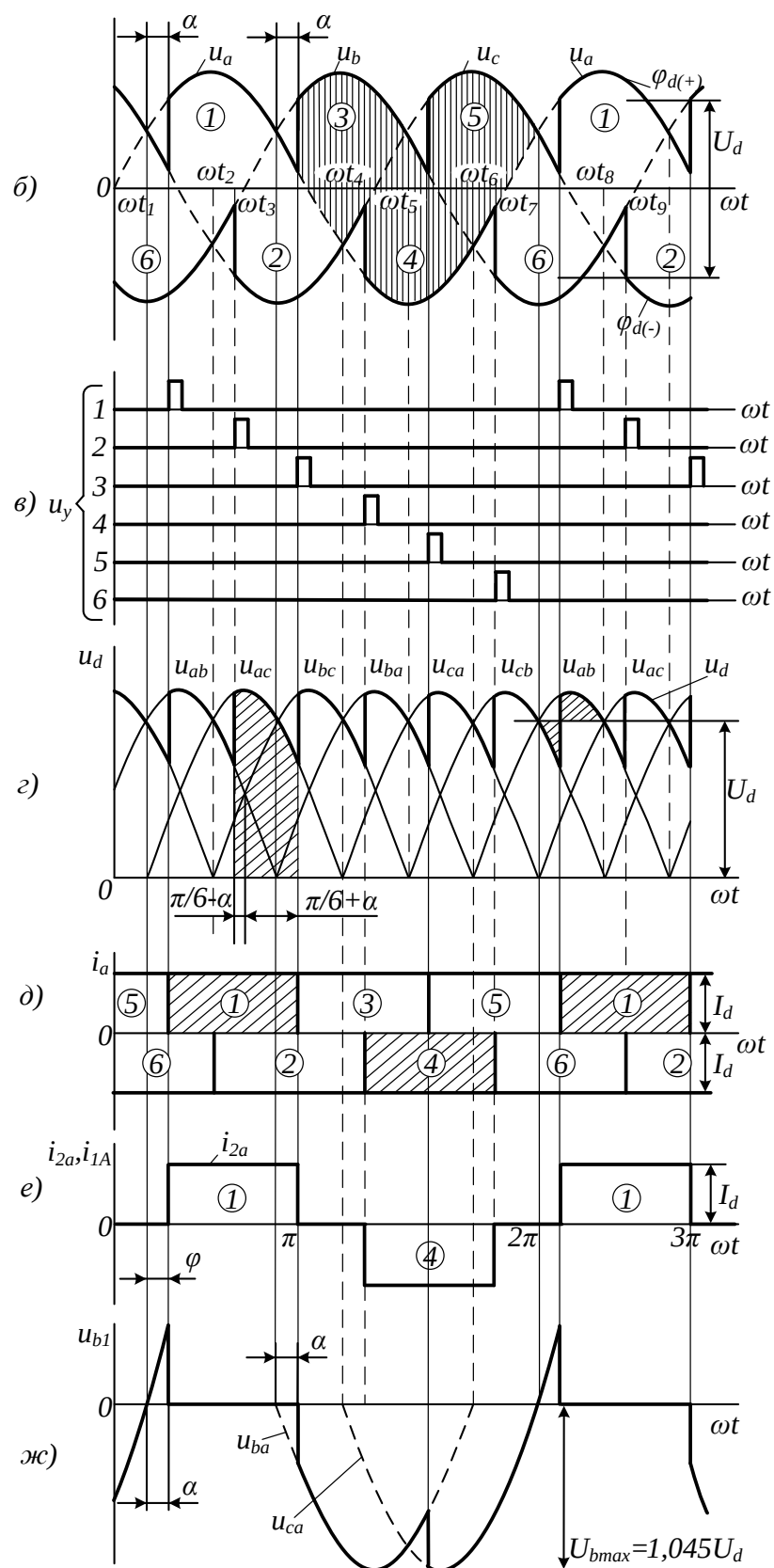


Рис. 3.9. Временные диаграммы трехфазного мостового управляемого выпрямителя при $L_H \rightarrow \infty$ (б-ж)

Влияние изменения угла α на кривую u_d и среднее значение напряжения U_d показаны на рис. 3.9, а-г.

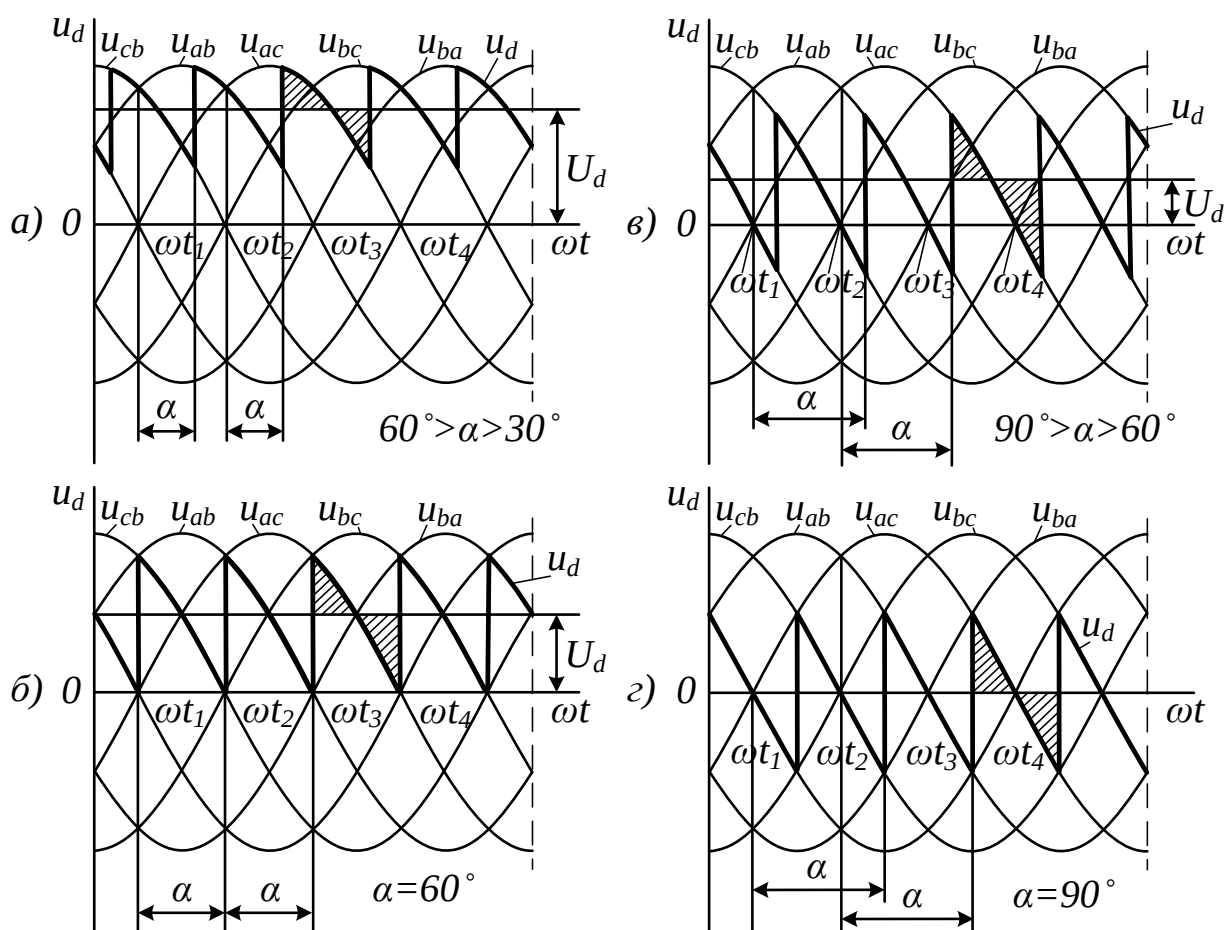


Рис. 3.10. Кривые выходного напряжения трехфазного мостового управляемого выпрямителя при $L_H \rightarrow \infty$ и различных значениях угла управления α

При изменении угла α в диапазоне от 0 до 60° (рис. 3.10, а, б) переход напряжения u_d с одного линейного напряжения на другое осуществляется в пределах положительной полярности участков линейных напряжений. Поэтому форма кривой напряжения u_d и его среднее значение одинаковы как при активной, так и при активно-индуктивной нагрузках.

При $\alpha > 60^\circ$ вид кривой u_d зависит от характера нагрузки (рис. 3.10, в, г). В случае активно-индуктивной нагрузки ток i_d продолжает протекать через тиристоры и вторичные обмотки трансформатора после изменения полярности их линейного напряжения (рис. 3.10, в, г), в связи с чем в кривой и появляются участки линейных напряжений отрицательной полярности. При $L_H \rightarrow \infty$ эти участки продолжаются до моментов очередного отпирания тиристоров. Равенству площадей участков и условию $U_d = 0$ соответствует угол

$\alpha = 90^\circ$ (рис. 3.10, г). Значение этого угла характеризует нижний предел регулирования напряжения U_d при $L_H \rightarrow \infty$. При активной нагрузке участки напряжения отрицательной полярности отсутствуют и в кривой u_d при $\alpha > 60^\circ$ появляются нулевые паузы (штрихи на рис. 3.10, в, г). Напряжению $U_d = 0$ теперь будет отвечать значение угла $\alpha = 120^\circ$.

Зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла α при $L_H \rightarrow \infty$:

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\alpha} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d\omega t = U_{d0} \cos \alpha. \quad (3.7)$$

Участок регулировочной характеристики при активной нагрузке ($L_H = 0$) на интервале $120^\circ > \alpha > 60^\circ$ находят из выражения

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{\pi} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d\omega t = U_{d0} [1 + \cos(60^\circ + \alpha)]. \quad (3.8)$$

Регулировочные характеристики трехфазного мостового выпрямителя, построенные по выражениям (3.7), (3.8), приведены на рис. 3.11.

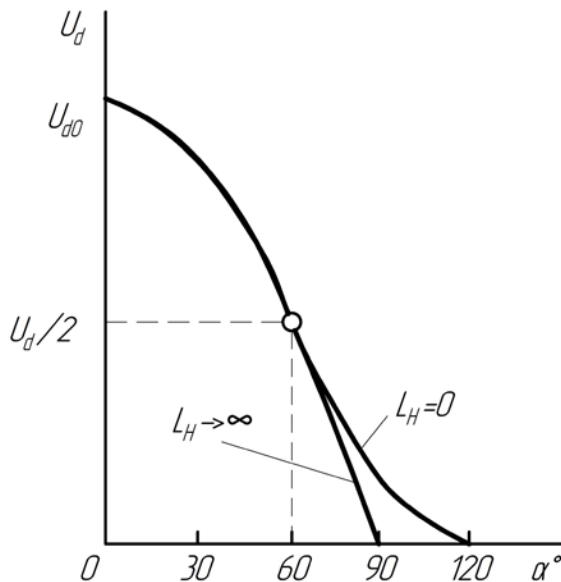


Рис. 3.11. Регулировочные характеристики трехфазного мостового управляемого выпрямителя

3.5. Учет коммутации вентилей в схемах управляемых выпрямителей

Коммутационные процессы в управляемых выпрямителях также как и в неуправляемых, оказывают существенное влияние на работу, показатели и характеристики выпрямителя. Влияние индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора L_{s1} , L_{s2} , а при более точных расчетах - и индуктивности питающей сети L_c , учитывается суммарной индуктивностью $L_a = L_{s2} + (L_{s1} + L_c) \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2$ (или суммарным индуктивным сопротивлением $x_a = 2\pi f L_a$), приведенной к вторичной (вентильной) обмотке трансформатора.

На основании выражений (2.37), (2.38), (2.39), (3.4) можно определить среднее значение напряжения управляемого выпрямителя с учетом коммутации:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{m_2 I_d x_a}{2\pi}. \quad (3.9)$$

Уравнение (3.9) описывает внешние характеристики управляемого выпрямителя без учета активных сопротивлений. Для различных значений угла управления α они представляются семейством параллельных прямых (рис. 3.12).

Наклон характеристик зависит от величины приведенного к вторичной обмотке трансформатора суммарного реактивного сопротивления x_a . Выпрямителю, выполненному на диодах (неуправляемый выпрямитель), соответствует внешняя характеристика со значением $\alpha = 0$.

Уменьшение напряжения на нагрузке U_d с ростом тока I_d объясняется увеличением коммутационного падения напряжения ΔU_d , вследствие возрастания угла коммутации γ . Коммутационные явления в схеме выпрямителя приводят к возрастанию фазового сдвига потребляемого тока относительно напряжения питания. Фазовый сдвиг первой гармоники тока $i_{1(1)}$ увеличивается примерно на угол $\gamma/2$ и составляет для управляемого выпрямителя

$$\varphi \approx \alpha + \gamma/2. \quad (3.10)$$

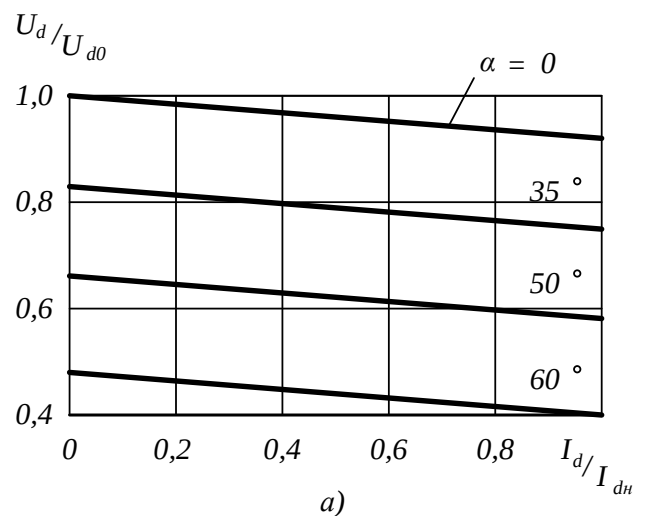


Рис. 3.12. Внешние характеристики однофазного управляемого выпрямителя

3.6. Высшие гармонические в кривой выпрямленного напряжения и первичного тока выпрямителей

Кривая выпрямленного напряжения выпрямителя состоит из двух составляющих: постоянной U_d , равной его среднему значению, и переменной, определяемой суммой высших гармонических. Частота каждой гармоники связана с частотой питающей сети f_c соотношением

$$f_v = \nu m_2 f_c, \quad (3.11)$$

где $\nu = 1, 2, 3, \dots$ - номера гармоник; m_2 - эквивалентное число фаз выпрямителя.

Относительные значения амплитуд высших гармонических для неуправляемых выпрямителей:

$$\frac{U_{d\nu m}}{U_{d0}} = \frac{2}{\nu^2 m_2^2 - 1}. \quad (3.12)$$

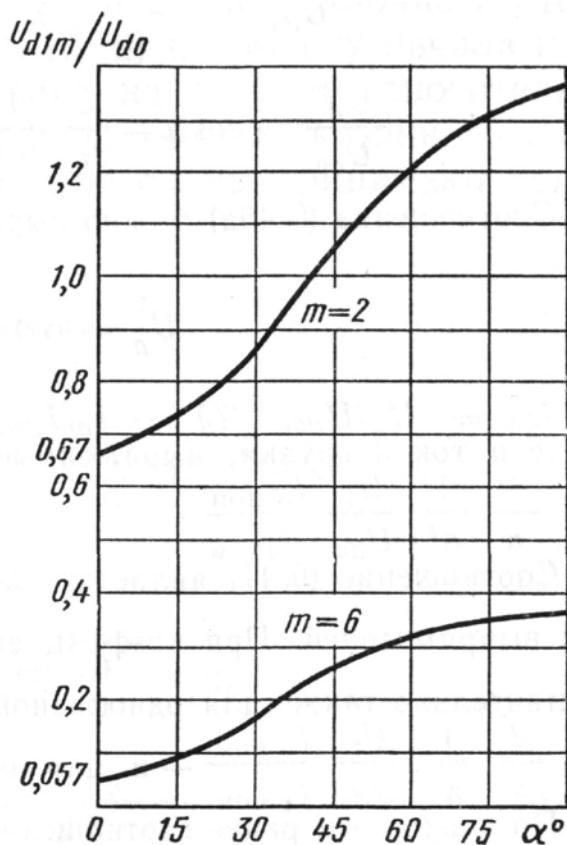


Рис. 3.13. Характер зависимости относительного содержания первой гармоники в выпрямленном напряжении выпрямителей при изменении угла α

Выражение (3.12) характеризует коэффициент пульсации выпрямленного напряжения неуправляемых выпрямителей.

На рис. 3.13 приведены кривые для $m_2=2$ и $m_2=6$, показывающие изменение относительного содержания первой гармоники в выпрямленном напряжении при изменении угла α . Как видно из кривых, относительное содержание гармонической возрастает с увеличением угла α .

Вид кривой тока первичной обмотки трансформатора, т. е. тока, потребляемого от питающей сети, зависит от типа выпрямителя и характера нагрузки. Входной ток синусоидальной формы возможен только в однофазных неуправляемых выпрямителях (нулевом и мостовом) при чисто активной нагрузке. Во всех других случаях он отличен от синусоиды.

В выпрямителях средней и большой мощности в цепи нагрузки обычно имеется большая индуктивность L_n , и ток нагрузки достаточно хорошо сглажен. Если считать $L_n \rightarrow \infty$, то, как следует из анализа схем, токи вентиля и вторичных обмоток трансформатора, а также потребляемый выпрямителем ток имеют форму прямоугольных импульсов.

Отличие тока i_1 от синусоиды свидетельствует о том, что выпрямитель для питающей сети переменного тока является генератором некоторого спектра высших гармонических. Последнее отражает отрицательное воздействие выпрямителя на сеть переменного тока [3].

Протекание высших гармонических тока по обмоткам генераторов, питающих сеть, вызывает в них дополнительные потери мощности и нагрев. Дополнительные потери создаются в передающей линии и промежуточных трансформаторах.

Процентный состав гармонических в кривой тока i_1 однофазных выпрямителей по отношению к амплитуде основной гармоники, принимаемой за 100%, следующий: 3-я гармоника - 33%, 5-я гармоника - 20%, 7-я гармоника - 14,3%, 9-я гармоника - 11,1%, 11-я гармоника - 9,1%. и т. д.

В кривой тока i_1 трехфазного мостового выпрямителя отсутствуют 3-я гармоника и гармоники, кратные ей, что выгодно отличает его от однофазных. Благодаря отсутствию 3-й гармоники, в частности, существенно упрощается задача фильтрации гармонических в кривой тока сети.

Для исключения влияния высших гармонических на питающую сеть применяют сетевые фильтры. Сетевой фильтр обычно представляет собой цепь из последовательно соединенных конденсатора и индуктивной катушки, настроенной в резонанс на частоту соответствующей гармонической тока и подключенной параллельно шинам питающей сети вблизи выпрямительной установки. На частоте гармонической тока такая цепь обладает малым сопротивлением и оказывает для гармонической шунтирующее действие, не пропуская ее в питающую сеть. На частоте питающей сети, более низкой, чем резонансная частота, сопротивление цепи из последовательно включенных конденсатора и индуктивной катушки имеет емкостный характер, что сказывается также на увеличении коэффициента мощности выпрямительной установки.

3.7. Коэффициент мощности и к.п.д. выпрямителей

При работе устройства от сети переменного тока важно знать характер потребляемой им мощности. Наиболее благоприятным режимом является потребление только активной мощности. Это означает, что при синусоидальном напряжении сети потребляемый ток i_1 также синусоидален и не имеет фазового сдвига относительно питающего напряжения. Однако такой режим не характерен для выпрямителей средней и большой мощности: потребляемый ими ток, как было показано, несинусоидален, а его первая гармоника сдвинута относительно синусоиды переменного напряжения сети. Наличие фазового сдвига свидетельствует о том, что выпрямитель потребляет от сети помимо активной мощности, равной $U_d I_d$, также реактивную мощность. Потребление реактивной мощности и наличие в кривой тока высших гармонических приводят к увеличению действующего значения тока сети и росту потерь при передаче энергии к выпрямительной установке.

Указанное явление характеризуется коэффициентом мощности выпрямителя

$$\lambda = P_1 / S_1, \quad (3.13)$$

где P_1 - активная мощность, потребляемая выпрямителем:

$$P_1 = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi; \quad (3.14)$$

S_1 - полная мощность, потребляемая от сети переменного тока и равная произведению действующих значений напряжения U_1 и тока I_1 , т. е. $S_1 = U_1 I_1$.

С учетом гармонических тока $I_1 = \sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + \dots + I_{1(v)}^2}$;

$$S_1 = U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + \dots + I_{1(v)}^2}. \quad (3.15)$$

Без учета потерь энергии в выпрямителе активная мощность равна мощности, отдаваемой в нагрузку, т. е. $P_1 = U_d I_d$. Подстановка выражений (3.14), (3.15) в (3.13) дает

$$\lambda = \frac{I_{1(1)} \cos \varphi}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + \dots + I_{1(v)}^2}} = k \cos \varphi, \quad (3.16)$$

где k - коэффициент искажения формы кривой потребляемого тока; $\cos \varphi$ - коэффициент сдвига первой гармоники тока.

Угол сдвига φ первой гармоники потребляемого тока относительно напряжения питания зависит от угла управления α и угла коммутации γ и при $L_H \rightarrow \infty$:

$$\varphi \approx \alpha + \lambda / 2. \quad (3.17)$$

Коэффициент искажения k в формуле (3.16) зависит от схемы выпрямителя и характера нагрузки.

Для однофазных выпрямителей (с нулевым выводом и мостового) коэффициент искажения k и коэффициент мощности составляют:

$$k = 2\sqrt{2} / \pi = 0,9. \quad (3.18)$$

$$\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos(\alpha + \lambda / 2) \quad (3.19)$$

или

$$\lambda = 0,9 \cos(\alpha + \lambda / 2). \quad (3.20)$$

Для трехфазного мостового выпрямителя:

$$k = 3 / \pi = 0,995; \quad (3.21)$$

$$\lambda = (3 / \pi) \cos(\alpha + \gamma / 2) = 0,995 \cos(\alpha + \gamma / 2). \quad (3.22)$$

Регулирование управляемых выпрямителей с целью уменьшения напряжения U_d (возрастание угла α) приводит к снижению их коэффициента мощности, что сказывается на загрузке питающей сети реактивным током индуктивного характера. Для улучшения качества потребляемой энергии от сети при использовании управляемых выпрямителей средней и большой мощности принимают меры по компенсации их отрицательного воздействия на питающую сеть. Для этого к сети, питающей управляемый выпрямитель, подключают генераторы реактивной мощности, например синхронные компенсаторы или конденсаторы.

Коэффициент полезного действия (к.п.д.) выпрямителя характеризуется отношением активной мощности, отдаваемой в нагрузку, к полной активной мощности, потребляемой выпрямительной установкой от питающей сети. При идеальном сглаживании выпрямленного тока к. п. д. выпрямителя определяют из соотношения

$$\eta = P_d (P_d + \sum \Delta P), \quad (3.23)$$

где $\sum \Delta P$ — суммарная мощность потерь выпрямителя.

Активная мощность потерь складывается из следующих составляющих: потерь в вентилях ΔP_B , силовом трансформаторе $\Delta P_{тр}$, сглаживающем реакторе $\Delta P_{др}$, а также во вспомогательных устройствах (системах управления, сигнализации, охлаждения). Общий расход мощности на вспомогательные нужды выпрямителя обычно составляет 0,5-3% от P_d .

Потери в вентилях ΔP_B складываются из потерь при их переключении и потерь от протекания прямого тока. При работе на частоте 50 Гц потери при переключении можно не учитывать. В результате можно записать

$$\Delta P_B = m_B \Delta U_a I_a.$$

Здесь m_B - количество вентилях в схеме выпрямителя; ΔU_a и I_a — соответственно падение напряжения и средний ток вентиля. Потери в силовом трансформаторе

$$\Delta P_{mp} = \Delta P_C + \Delta P_M,$$

где ΔP_C - потери в стали трансформатора; ΔP_M - потери в меди трансформатора.

Потери мощности в сглаживающем реакторе определяются главным образом активным сопротивлением его обмотки:

$$\Delta P_d = I_d^2 R_d. \quad (3.24)$$

Величина ΔU_a диодов и тиристоров с изменением режима работы изменяется незначительно и в зависимости от их типа составляет: 0,3-0,6 В для германиевых диодов, 0,8-1,2 В для кремниевых диодов и 0,6-1,5 В для тиристоров.

3.8. Режим инвертирования в управляемых выпрямителях

Инвертированием называют процесс преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока. Инверторы, ведомые сетью, осуществляют такое преобразование с передачей энергии в сеть переменного тока, т. е. решают задачу, обратную выпрямлению.

Ведомые инверторы выполняют по тем же схемам, что и управляемые выпрямители. На рис. 3.14 приведена двухполупериодная схема однофазного ведомого инвертора с нулевым выводом трансформатора. В качестве источника инвертируемой энергии принята машина постоянного тока М, работающая в режиме генератора. Индуктивность L_d осуществляет сглаживание входного тока инвертора, а реактивные сопротивления X_{a1} и X_{a2} учитывают индуктивности рассеяния обмоток трансформатора и индуктивности питающей сети.

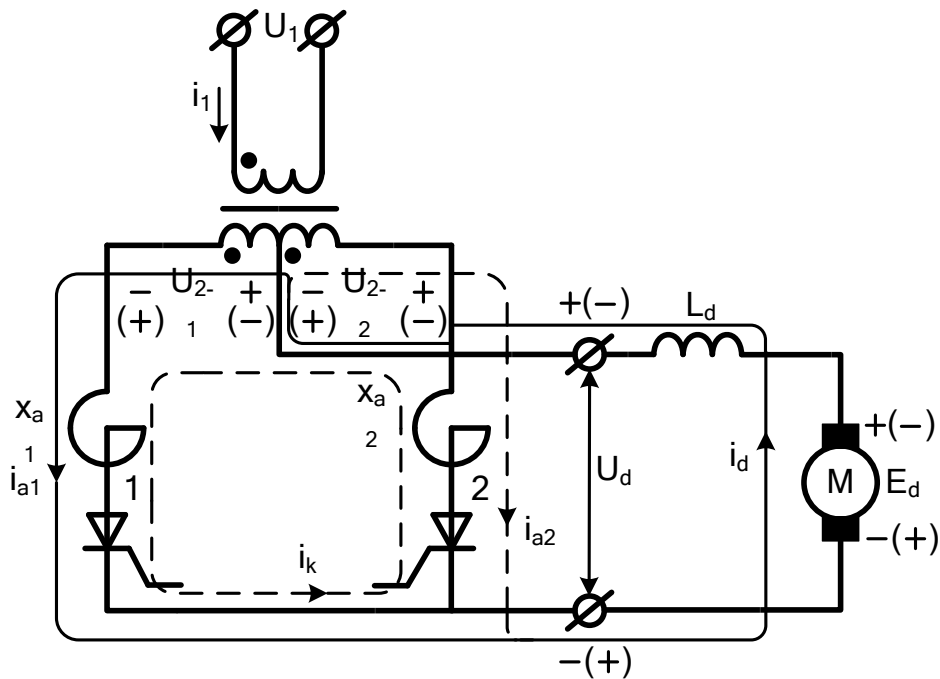


Рис. 3.14. Схема однофазного ведомого инвертора с нулевым выводом

При выпрямлении источником энергии (генератором) является сеть переменного тока. Поэтому при $\alpha = 0$ кривая тока i_1 , потребляемого от сети, совпадает по фазе с напряжением питания u_1 . При $L_d = \infty$ и $x_{a1} = x_{a2} = 0$ форма тока i_1 близка к прямоугольной (рис. 3.15, а). Тиристор 1 открыт при положительной полярности напряжения u_{2-1} , а тиристор 2 - при положительной полярности напряжения u_{2-2} (рис. 3.15, б). Машина постоянного тока в схеме рис. 3.14 работает в режиме двигателя с потреблением энергии от сети. К машине приложено напряжение U_d с полярностью, указанной на рис. 3.15 в скобках.

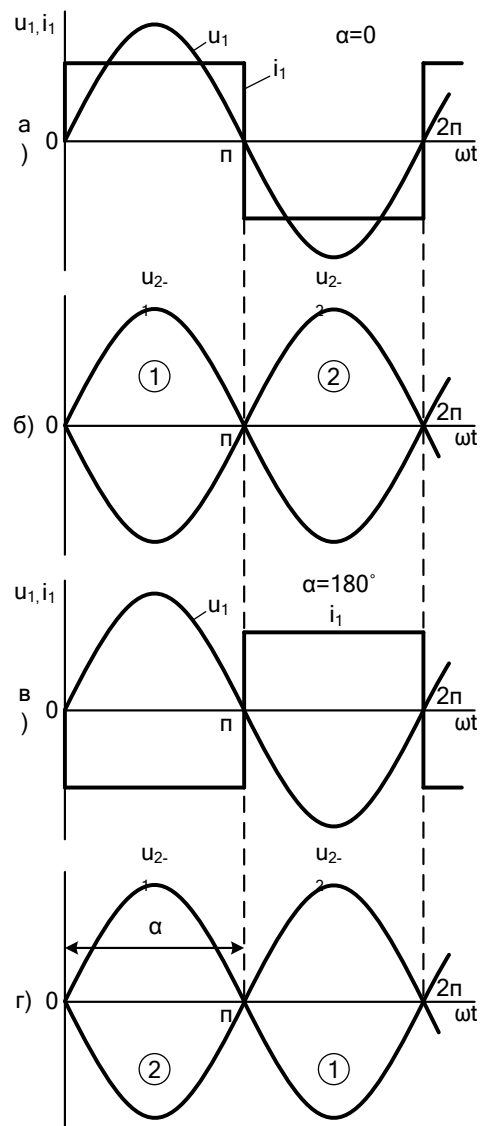


Рис. 3.15. Кривые напряжения и тока питающей сети, а также последовательность работы тириستоров в управляемом выпрямителе (а, б) и в ведомом инверторе (в, г)

При работе схемы в режиме инвертирования машина постоянного тока является генератором электрической энергии, а сеть переменного тока - ее потребителем. В условиях сохранения в схеме тех же направлений токов i_{a1} , i_{a2} и i_d (что определяется наличием тиристоров) генераторному режиму работы машины будет отвечать полярность напряжения E_d , указанная на рис. 3.14 без скобок. Изменение полярности подключения машины к цепи постоянного тока является одним из условий перевода данной схемы в режим инвертирования.

Показателем потребления энергии сетью служит фазовый сдвиг на 180° тока i_1 относительно напряжения u_1 (рис. 3.15, в). Это означает, что тиристоры схемы в режиме инвертирования должны находиться в открытом состоянии при отрицательной полярности напряжений вторичных обмоток трансформатора: тиристор 2 - при отрицательной полярности напряжения u_{2-2} , а тиристор 1 - при отрицательной полярности напряжения u_{2-1} (рис. 3.15, г). При таком режиме отпирания тиристоров осуществляется поочередное подключение вторичных обмоток трансформатора через реактор L_d к источнику постоянного тока (см. рис. 3.14), благодаря чему достигается, во-первых, преобразование постоянного тока i_d в переменный ток i_1 (рис. 3.15, в) и, во-вторых, передача энергии в сеть.

Указанному режиму отпирания тиристоров при инвертировании соответствует на рис. 3.15, г значение угла управления $\alpha = \pi$, отсчитываемого в направлении запаздывания относительно точек естественного отпирания вентилей ($0, \pi, 2\pi$ и т. д.).

Запирание ранее проводившего тиристора при отпирании очередного тиристора в ведомом инверторе осуществляется под действием обратного напряжения, создаваемого напряжением сети со стороны вторичных обмоток трансформатора (чем главным образом и обуславливается название инвертора - «ведомый» или «ведомый сетью»). К ранее проводившему тиристор при отпирании очередного тиристора будет приложено обратное напряжение (равное сумме напряжений двух вторичных обмоток) только в том случае, если очередной тиристор отпирается в момент, когда на подключенной к нему обмотке действует напряжение положительной полярности. То есть, реальное значение угла α при работе инвертора, исходя из условия запирания тиристоров, должно быть меньше π на некоторый угол β (рис. 3.16, б), т. е. $\alpha = \pi - \beta$. Если же очередной тиристор отпираться при $\alpha = \pi$, то условие для запирания ранее проводившего тиристора не будет выполнено, этот тиристор останется в открытом состоянии, создав короткое замыкание цепи с последовательно включенными вторичной обмоткой трансформатора и источником постоян-

ного тока. Такое явление называют срывом инвертирования или опрокидыванием инвертора.

Угол β , отсчитываемый влево от точек естественного отпирания π , 2π , ..., называют углом опережения отпирания вентилей (тиристоров). С углом задержки отпирания он связан соотношением

$$\beta = \pi - \alpha \quad (3.25)$$

или

$$\alpha + \beta = \pi. \quad (3.26)$$

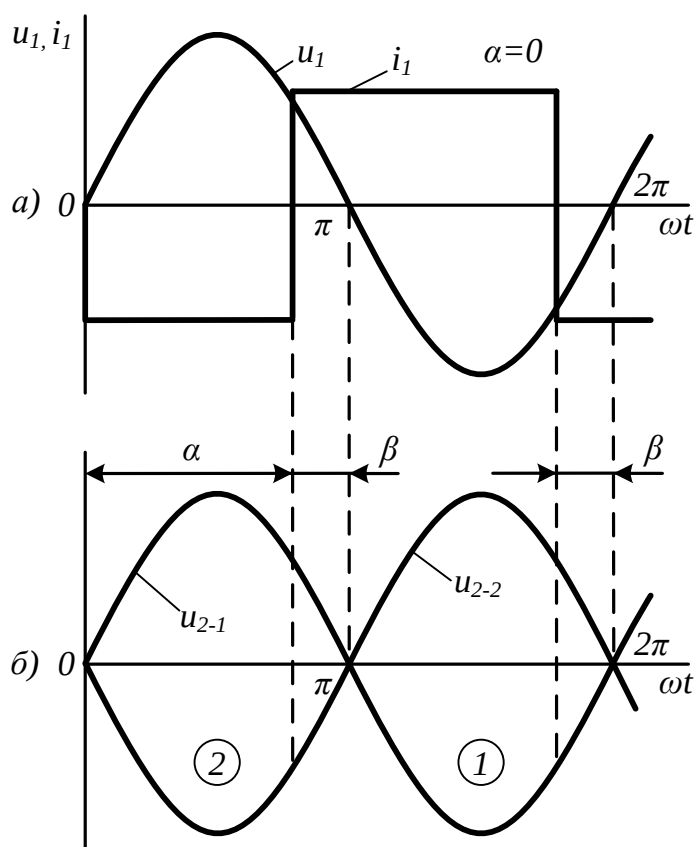


Рис. 3.16. Кривые напряжения и тока питающей сети (а), а также последовательность работы тиристоров ведомого инвертора с учетом угла опережения β (б)

Таким образом, для перевода схемы из режима выпрямления в режим инвертирования необходимо: 1) подключить источник постоянного тока с полярностью, обратной режиму выпрямления; 2) обеспечить протекание тока через тиристоры преимущественно при отрицательной полярности вторичных напряжений, проводя их отпирание с углом опережения β . Указанные положения использованы при построении временных диаграмм на рис. 3.17, иллю-

стрирующих процессы, протекающие в схеме однофазного ведомого инвертора (см. рис. 3.14).

Следует отметить, что рассмотренный способ перевода выпрямителя в режим инвертирования не является единственно возможным. Для него характерны сохранение прежнего направления тока i_d и изменение полярности постоянного напряжения U_d . Если же представить себе, что к зажимам источника постоянного тока подключен второй преобразователь (трансформатор и группа тиристоров), аналогичный первому, но с обратным направлением включения тиристоров, то в такой системе можно перейти к режиму инвертирования при изменении направления тока i_d в генераторе и с прежней полярностью напряжения U_d . При этом, когда первый преобразователь работает в качестве выпрямителя, а машина - в качестве двигателя, второй может быть закрыт. При переводе машины в режим генератора второй преобразователь начинает работать как инвертор с соответствующим углом β , а первый запирается. Оба указанных способа перевода из режима выпрямления в режим инвертирования и обратно используют в реверсивных преобразователях.

3.9. Работа однофазного ведомого инвертора с выводом нулевой точки трансформатора

На рис. 3.16, а приведены кривые вторичных напряжений трансформатора инвертора, а на рис. 3.16, б, в - сигналы управления тиристорами. Индуктивность сглаживающего реактора $L_d \rightarrow \infty$, в связи с чем ток i_d в цепи генератора (входной ток инвертора) считаем идеально сглаженным (рис. 3.16, г).

На интервале $0 - \alpha$ (рис. 3.16, а) проводит вентиль 2. Его анодный ток i_{a2} (рис. 3.16, д), равный току i_d , протекает под действием э. д. с. E_d источника постоянного тока через вторичную обмотку трансформатора навстречу напряжению u_{2-2} , полярность которого указана на рис. 3.14 в скобках. Полуволна напряжения u_{2-2} отрицательной полярности определяет на этом интервале напряжение u_d инвертора (рис. 3.16, а).

По окончании интервала α , т. е. с опережением на угол β относительно точки π , подачей управляющего импульса отпирается тиристор 1. Ввиду наличия реактивных сопротивлений x_{a1} и x_{a2} в анодных цепях тиристоров наступает коммутационный процесс перехода тока i_d с тиристора 2 на тиристор

65

На интервале от $\pi - \beta$ ($\theta = \beta - \gamma$ - угол, в течение которого к тиристор 2 прикладывается обратное напряжение, необходимое для восстановления его запирающих свойств) до $2\pi - \beta$ генератор обеспечивает протекание тока через другую вторичную обмотку трансформатора и тиристор 1. Участок напряжения u_{2-1} определяет кривую u_d инвертора на этом интервале. В последующем процессы, протекающие в схеме, связаны с чередованием коммутационных интервалов, когда ток проводят два тиристора, и интервалов одиночной работы тиристоров. В связи с тем что используются участки синусоид u_{2-1} , u_{2-2} , соответствующие преимущественно отрицательным полуволнам, среднее значение напряжения инвертора U_d имеет полярность, противоположную режиму выпрямления (рис. 3.17, а).

Кривая напряжения на тиристоре (рис. 3.17, е) определяется суммой напряжений вторичных обмоток трансформатора. Максимальное прямое напряжение равно $2\sqrt{2} U_2$, а обратное - $2\sqrt{2} U_2 \sin \theta$. Длительность действия обратного напряжения на тиристоре, определяемая углом θ или соответствующим ему временем $t_{п.в} = \frac{\theta}{360^\circ \cdot f_c}$, не должна быть меньше величины

$\theta_{\min} = 360^\circ f_c t_{\text{в}}$, необходимой для восстановления запирающих свойств тиристора ($t_{\text{в}}$ — время выключения тиристора, $t_{\text{пв}}$ — время, предоставляемое тиристор для выключения, т. е. для восстановления его запирающих свойств).

Кривые напряжения сети u_1 и отдаваемого в сеть тока i_1 приведены на рис. 3.17, ж. Амплитуда тока равна I_d/n , где $n = \omega_1 / \omega_2$ - коэффициент трансформации трансформатора. На этапах коммутации ток i_1 определяется разностью токов вступающего в работу и завершающего работу тиристоров.

Процесс коммутации в схеме рассчитывается аналогично работе в выпрямительном режиме [1]. Ток I_d равен

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{x_a} |\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta|. \quad (3.27)$$

Соотношение (3.27) отражает связь между инвертируемым током i_d , вторичным напряжением U_2 , а также углами β и γ . При неизменных угле опережения β и напряжении U_2 увеличение инвертируемого тока приводит к уменьшению разности $\beta - \gamma = \theta$ за счет роста угла коммутации, т. е. уменьшению времени действия обратного напряжения на запираемом тиристоре. Таким образом, критерием выбора угла β является обеспечение при максимально допустимом токе $I_{d\max}$ необходимого угла $\theta_{\min}$, требуемого для вос-

становления запирающих свойств тиристоров, с целью исключения срыва инвертирования. Для тока $I_{d\max}$ выражение (3.27) принимает вид

$$I_{d\max} = \frac{\sqrt{2}U_2}{x_a} (\cos \theta_{\min} - \cos \beta). \quad (3.28)$$

откуда

$$\beta = \arccos \left(\cos \theta_{\min} - \frac{I_{d\max} x_a}{\sqrt{2}U_2} \right). \quad (3.29)$$

Если принять $\gamma = 0$, то в соответствии с рис. 3.20, а для напряжения U_d будет справедливо соотношение

$$U_d = U_{d0} \cos \beta, \quad (3.30)$$

где $U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,9U_2$.

С учетом замены угла α на угол β напряжение U_d инвертора при $\gamma = 0$ описывается тем же соотношением, что и напряжение U_d выпрямителя. На рис. 3.18, а показана обобщенная регулировочная характеристика преобразователя, ведомого сетью, в соответствии с которой при изменении угла α от 0 до $\pi/2$ преобразователь работает в режиме управляемого выпрямителя, а при изменении угла α от $\pi/2$ до $\pi - \beta_{\min}$ (т. е. при изменении угла β от $\pi/2$ до $\beta_{\min}$) - в режиме ведомого инвертора.

С учетом коммутационных падений напряжения среднее значение напряжения инвертора

$$E_d = U_d = U_{d0} \cos \beta + \Delta U_{d\gamma}, \quad (3.31)$$

где $\Delta U_{d\gamma} = \frac{I_d x_a}{\pi}$.

Зависимость напряжения E_d , питающего инвертор, от тока I_d называют входной характеристикой инвертора:

$$E_d = U_d = U_{d0} \cos \beta + \frac{I_d x_a}{\pi}. \quad (3.32)$$

Уравнение входной характеристики инвертора отличается от уравнения внешней характеристики управляемого выпрямителя параметром β под знаком косинуса и знаком «+» перед членом, учитывающим коммутационное падение напряжения. Коммутационное падение напряжения приводит к тому, что увеличение тока I_d обуславливает повышение напряжений E_d и U_d . В выпрямителях связь между I_d и U_d обратная.

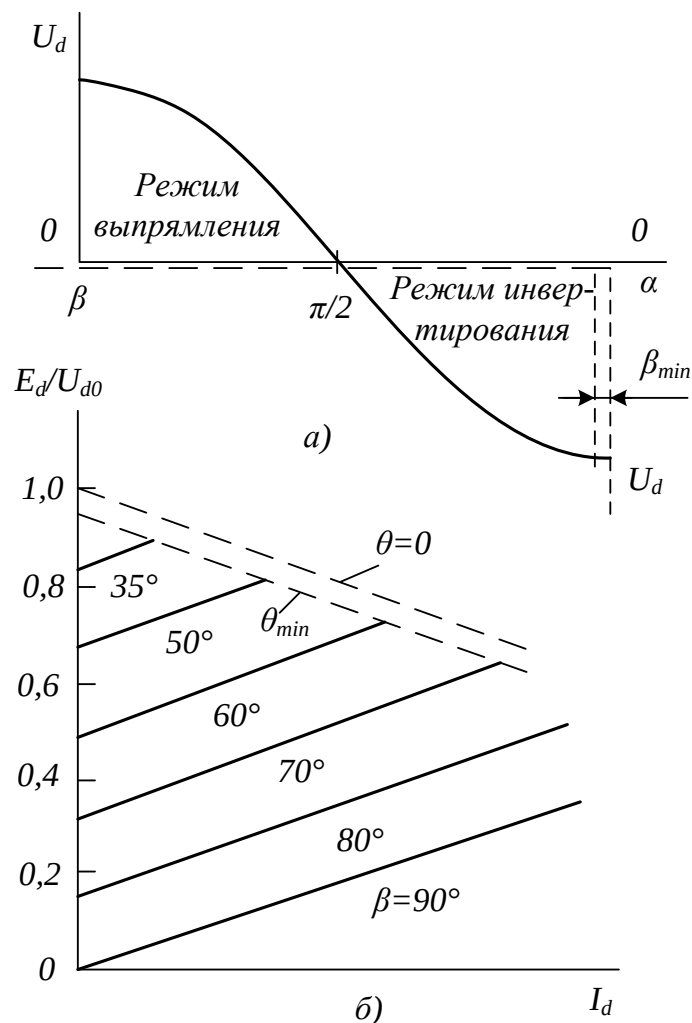


Рис. 3.18. Обобщенная регулировочная характеристика управляемого преобразователя, ведомого сетью (а); вид входных характеристик ведомых инверторов (б)

Графически входные характеристики инвертора изображаются семейством параллельных прямых (при $L_d \rightarrow \infty$) с фиксированными значениями угла β (рис. 3.18, б). Повышение тока I_d , как известно, сопровождается увеличением угла коммутации γ . По этой причине перемещение рабочей точки инвертора вправо по каждой из характеристик вызывает уменьшение угла θ , представляемого тиристорам для восстановления запирающих свойств. При достижении некоторого значения тока $I_{d\max}$ угол θ становится равным минимально допустимому значению $\theta_{\min}$. При дальнейшем увеличении тока I_d необходимое условие для восстановления запирающих свойств тиристоров не выполняется, что приводит к срыву инвертирования. Предельные значения тока I_d находят из точек пересечения входных характеристик с так называемой

ограничительной характеристикой инвертора, показанной на рис. 3.18, б пунктиром.

Уравнение ограничительной характеристики

$$E_{d \max} = U_{d \max} = U_{d0} \cos \theta_{\min} - \frac{I_{d \max} X_a}{\pi}. \quad (3.33)$$

3.10. Реверсивные тиристорные преобразователи

Применение тиристорных преобразователей является одним из путей создания регулируемого электропривода постоянного тока.

Управление скоростью двигателей постоянного тока возможно тремя способами:

- 1) изменением напряжения на якоре при неизменном токе обмотки возбуждения;
- 2) изменением тока обмотки возбуждения при неизменном напряжении на якоре;
- 3) комбинированным изменением напряжения на якоре и тока обмотки возбуждения.

Напряжение на якоре или ток обмотки возбуждения (ОВ) изменяют с помощью управляемых однофазных и трехфазных мостовых выпрямителей. При управлении двигателем по цепи обмотки возбуждения управляемый выпрямитель выполняется на меньшую мощность и обладает лучшими массогабаритными и стоимостными показателями. Однако вследствие большой постоянной времени обмотки возбуждения электропривод обладает худшими динамическими свойствами (является менее быстродействующим), чем при управлении по цепи якоря. Таким образом, выбор цепи управления определяется конкретными требованиями к приводу.

Реверс направления вращения приводного двигателя может достигаться изменением полярности подводимого к якору напряжения либо изменением направления тока обмотки возбуждения. С этой целью в цепь якоря или обмотки возбуждения вводят контактный переключатель или используют два управляемых тиристорных преобразователя.

Структурная схема реверсивного тиристорного преобразователя с контактным переключателем в цепи обмотки якоря (используется двигатель постоянного тока независимого возбуждения) показана на рис. 3.19. В этой схеме, как и в большинстве преобразователей, предназначенных для электропривода, режим выпрямления чередуется с режимом инвертирования. Так, например,

при наборе скорости в режиме пуска и ее стабилизации в условиях повышения нагрузки на валу двигателя тиристорный преобразователь работает в режиме выпрямления, сообщая энергию двигателю. При необходимости торможения и последующего останова двигателя поступление энергии к нему от сети через преобразователь прекращают, переводя последний в режим инвертирования. Машина постоянного тока под действием инерционной массы на ее валу переходит в режим генератора, возвращая накопленную энергию через преобразователь в сеть переменного тока (рекуперативное торможение).

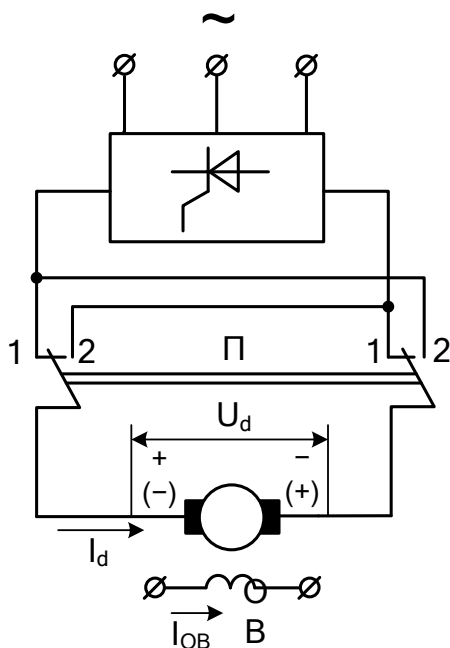


Рис. 3.19. Структурная схема реверсивного тиристорного преобразователя

Работу схемы рис. 3.19 проанализируем с помощью рис. 3.20, на котором приведены внешние характеристики реверсивного тиристорного преобразователя, соответствующие режимам выпрямления и инвертирования. Поскольку механические характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения $M = F(n)$ определяются напряжением, приложенным к якорю, и характером его изменения в зависимости от нагрузки, внешние характеристики преобразователя на рис. 3.20 можно рассматривать и как механические характеристики двигателя (при $I_{OB} = \text{const}$, $n \sim U_d$, $M \sim I_d$). Момент нагрузки на валу двигателя M_n принят постоянным и не

зависящим от частоты вращения n .

Предположим, что контактный переключатель П на рис. 3.19 находится в положении 1. Двигатель вращается со скоростью n_1 (точка 1). Тиристорный преобразователь (ТП) работает в выпрямительном режиме с углом управления α_1 , обеспечивая на двигателе напряжение U_{d1}

Торможение двигателя до скорости n_2 осуществляют переводом преобразователя в режим инвертирования, что означает переход рабочей точки 1 на характеристики преобразователя в квадранте II (рис. 3.20). Для этого контактор П в схеме рис. 3.19 переключают в положение 2 (чем достигается изменение полярности подключения двигателя к преобразователю) и увеличивают угол α до значения $\alpha > \pi/2$, задав соответствующий угол $\beta = \pi - \alpha$. Машина постоян-

ного тока переходит в режим генератора, направление тока меняется, и у нее возникает тормозной момент. Кинетическая энергия, накопленная инерционными массами на валу двигателя, преобразуется в электрическую энергию и отдается через преобразователь в сеть переменного тока. В результате торможения частота вращения двигателя и индуцируемое им напряжение U_d снижаются. Уменьшаются ток I_d и создаваемый тормозной момент. Рабочая точка перемещается вправо по характеристике преобразователя с параметром β . Снижение частоты вращения будет происходить по прямой 2'-2''. В т. 2'' на оси $U_d(n)$ контактор П переключают в положение 2. ТП переходит обратно в выпрямительный режим с углом управления α_2 и обеспечивает напряжение U_{d2} на двигателе. Двигатель тормозится в двигательном режиме n_2 по прямой 2''-2.

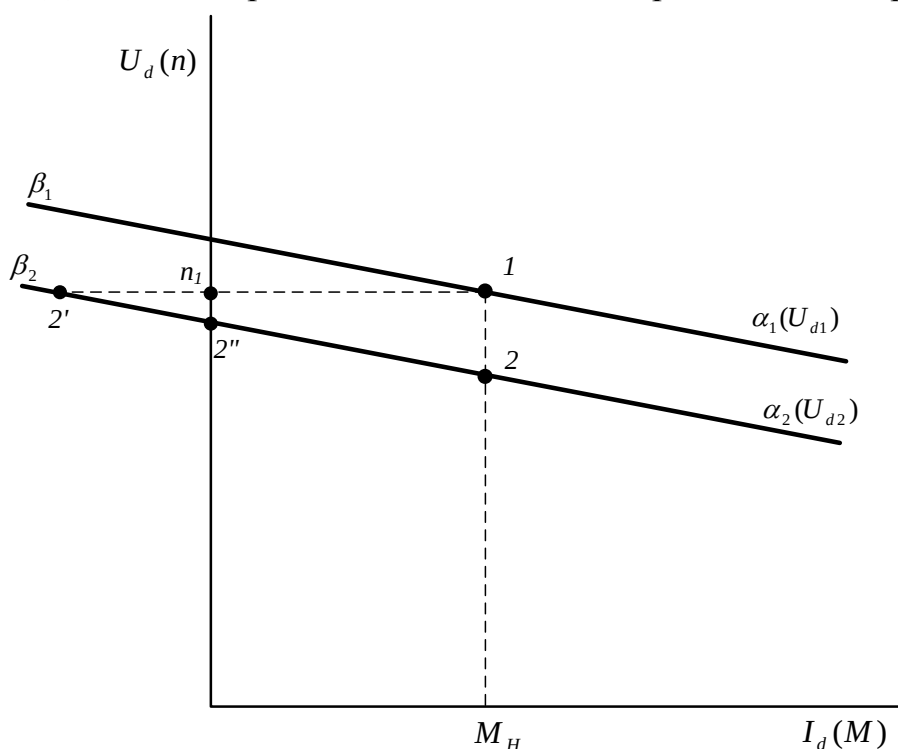


Рис. 3.20. Совмещенные внешние характеристики реверсивного тиристорного преобразователя постоянного тока

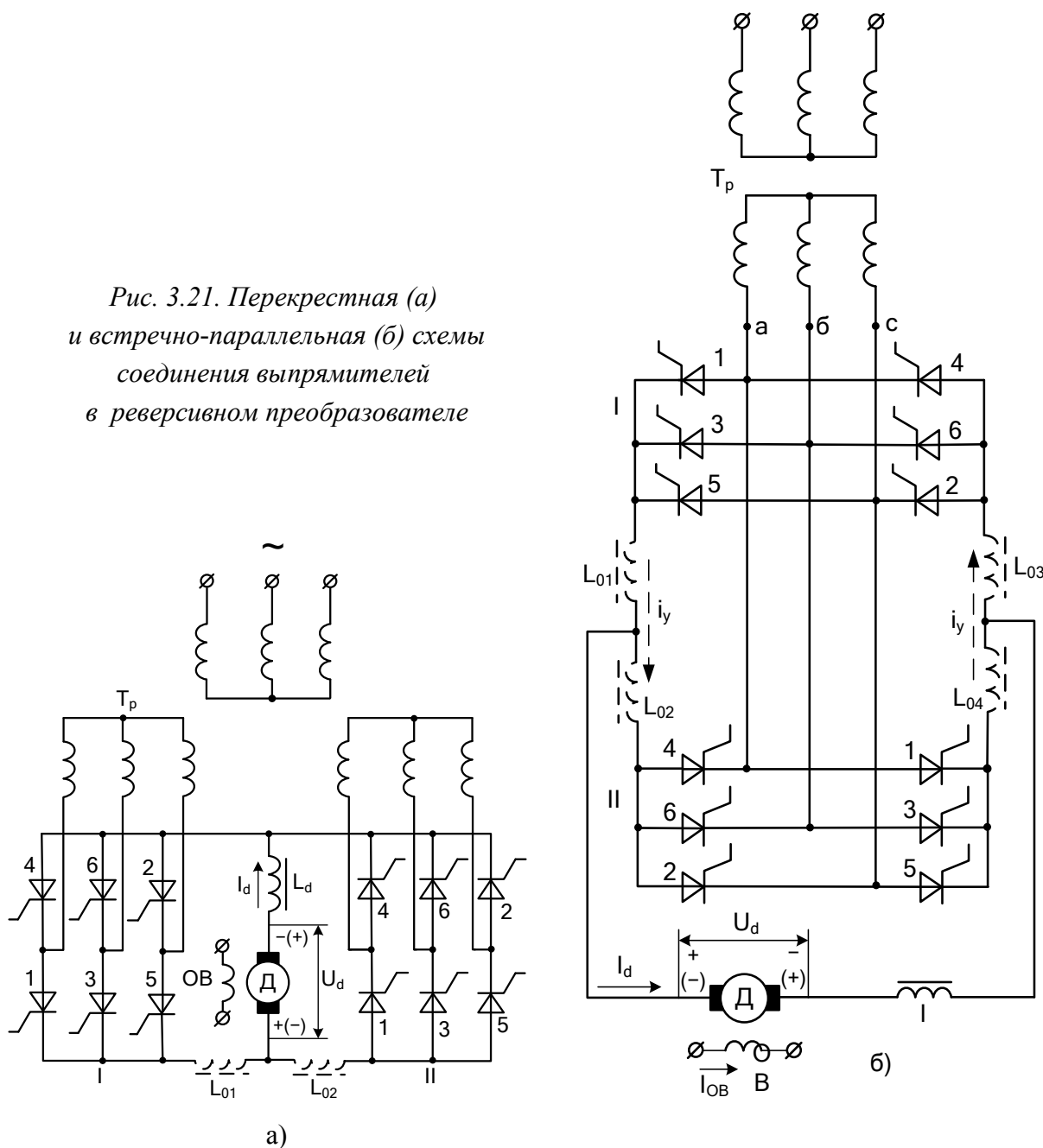
Схема с одним преобразователем и переключателем в состоянии обеспечить изменение направления вращения двигателя и рекуперативное торможение привода при любом направлении вращения. Однако сравнительно большое время срабатывания контактора (десятки и сотни миллисекунд) ухудшает такой показатель привода, как быстродействие.

Более совершенная система тиристорного электропривода реализуется на основе двух тиристорных комплектов, обеспечивающих протекание в цепи двигателя тока того или иного направления без применения контактора. В таком преобразователе, называемом реверсивным, создаются благоприятные ус-

ловия для автоматического управления приводом при различных режимах его работы.

Преобразователи, входящие в систему, могут соединяться двумя способами — по перекрестной или встречно-параллельной схемам, которые для трехфазного мостового преобразователя показаны на рис. 3.21, а, б. Схемы отличаются количеством вторичных обмоток силового трансформатора. Вследствие более простой конструкции трансформатора преимущественное применение нашла встречно-параллельная схема (рис. 3.21, б).

Рис. 3.21. Перекрестная (а) и встречно-параллельная (б) схемы соединения выпрямителей в реверсивном преобразователе



Работа тиристорных групп I, II в реверсивном преобразователе характеризуется попеременным использованием в них режимов выпрямления и ин-

вертирования. Различают два режима управления тиристорными группами - совместное и раздельное.

При совместном управлении отпирющие импульсы подаются на тиристоры как одной, так и другой групп во всех режимах работы привода, задавая одной группе режим выпрямления, а другой – режим инвертирования.

Углы управления α_I , α_{II} соответственно тиристорами групп I и II связаны между собой условием равенства средних значений напряжения U_{da} выпрямителя и инвертора (совместное согласованное управление), имеющих одинаковую полярность в схеме.

Если тиристорная группа I находится в режиме выпрямления, а тиристорная группа II — в режиме инвертирования, то полярность их напряжений $U_{d\alpha_I}$ и $U_{d\beta_{II}}$ будет соответствовать полярности напряжения U_d на двигателе, указанной на рис. 3.21, б без скобок.

При изменении режима работы тиристорных групп полярность напряжений $U_{d\alpha_I}$ и $U_{d\beta_{II}}$ станет обратной.

Режим совместного управления при задании тиристорной группе I режима выпрямления, а тиристорной группе II —

режима инвертирования иллюстрирует диаграмма рис. 3.22, а, где по кривым линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора построены кривые напряжений $u_{d\alpha_I}$ и $u_{d\alpha_{II}}$ (без учета явления коммутации). Углы α_I и α_{II} указаны по моменту отпирания тиристора I обеих групп.

Из равенства средних значений напряжений двух тиристорных групп $U_{d0} \cos \alpha_I$ и $U_{d0} \cos \alpha_{II}$ получаем:

$$\cos \alpha_I + \cos \alpha_{II} = 0, \quad (3.34)$$

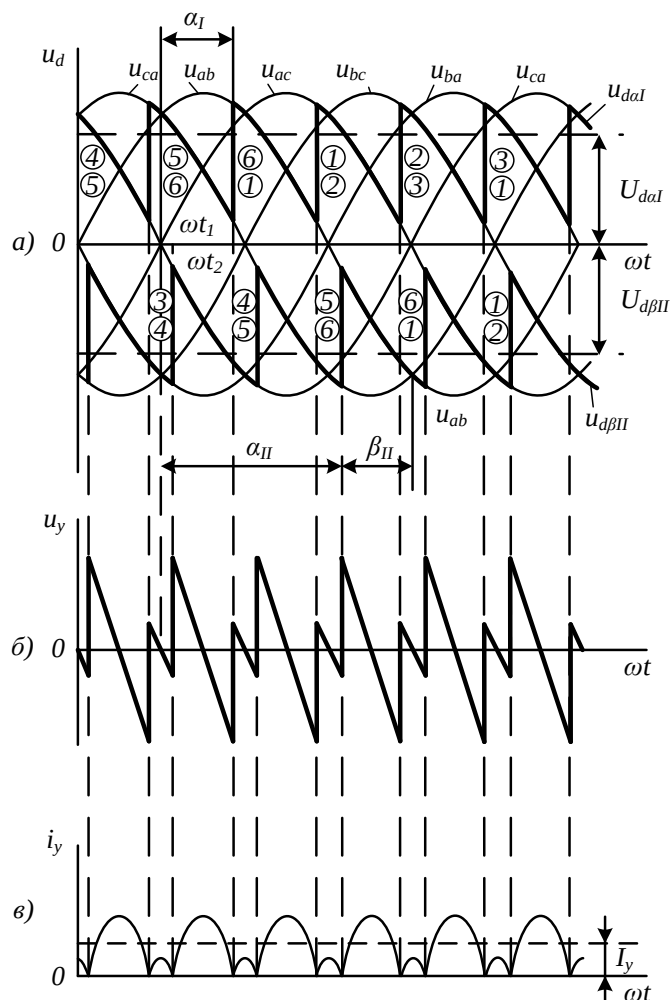


Рис. 3.22. Кривые выходного напряжения реверсивных преобразователей при совместном и согласованном управлении (а), уравнивающего напряжения и тока (б, в)

$$2\cos\frac{\alpha_I + \alpha_{II}}{2} + \cos\frac{\alpha_{II} - \alpha_I}{2} = 0, \quad (3.35)$$

откуда находим условие совместного согласованного управления реверсивным преобразователем:

$$\alpha_I + \alpha_{II} = 180^0. \quad (3.36)$$

При работе тиристорной группы II в режиме инвертирования ее углы опережения согласно равенству $\beta_{II} = \pi - \alpha_{II}$. С учетом условия (3.36) при согласованном управлении имеем $\beta_{II} = \alpha_I$. Аналогично при работе тиристорной группы I в режиме инвертирования, а II — в режиме выпрямления $\beta_I = \alpha_{II}$. Задание одной тиристорной группе условия для работы в качестве выпрямителя, а другой — в качестве инвертора определяет для двухкомплектного реверсивного преобразователя его постоянную готовность к работе либо в режиме выпрямления, либо в режиме инвертирования при возможности осуществления прямого и обратного направлений вращения двигателя.

Если прямому направлению вращения отвечает полярность подводимого напряжения U_d , указанная на рис. 3.21, б без скобок, то пуску двигателя с прямым направлением вращения будет соответствовать работа преобразователя в режиме выпрямления, обеспечиваемом тиристорной группой I. Пусковой режим будет осуществляться через тиристорную группу I путем уменьшения угла α_1 , проходя значения $\alpha_1, \alpha_2, \dots$ квадранта I на рис. 3.20, как и для схемы рис. 3.19.

Потребление энергии от сети через тиристорную группу I будет продолжаться и в стационарном режиме работы привода при частоте вращения $n_{ном}$. При этом, как и при пуске, тиристорная группа II будет находиться в готовности к осуществлению инверторного режима преобразователя.

Режим инвертирования через тиристорную группу II наступает при торможении двигателя, требуемом либо для перехода на более низкую частоту вращения, либо для реверса. Торможение двигателя осуществляется путем увеличения угла α_I , что вызывает перемещение рабочей точки привода в область характеристик квадранта II (поскольку частота вращения мгновенно измениться не может). В случае перехода на более низкую частоту вращения после торможения рабочая точка через некоторое время вновь возвращается в область характеристик квадранта I, но занимает положение с меньшей ординатой.

Реверсивный преобразователь с совместным управлением двух тиристорных групп позволяет создавать электропривод постоянного тока с высокими динамическими свойствами. Недостатком преобразователей с совмест-

ным управлением является необходимость принятия мер по уменьшению так называемого уравнительного тока.

Уравнительный ток возникает под действием уравнительного напряжения u_y , создаваемого разностью мгновенных значений напряжений U_{dI} и U_{dII} двух тиристорных групп. Кривая напряжения $U_y = U_{dI} - U_{dII}$ при работе тиристорной группы I в режиме выпрямления, а тиристорной группы II — в режиме инвертирования в случае $\alpha_I = \beta_{II}$ показана на рис. 3.22, б. Уравнительный ток протекает по внутренним контурам преобразователя, образуемым открытыми тиристорами двух тиристорных групп с входящими в эти контуры вторичными обмотками трансформатора. Так, например, на интервале $\omega t_1 - \omega t_1$ (рис. 3.22, а) ток i_y протекает через тиристоры 5, 6 группы I и тиристоры 4, 5 группы II (см. рис. 3.21, б).

Поскольку активные и реактивные сопротивления внутренних контуров малы, ток i_y , обусловливаемый напряжением u_y , без принятия специальных мер был бы довольно большой, что могло бы привести к повреждению тиристоров из-за перегрузок по току.

Для уменьшения уравнительного тока в схему вводят насыщающиеся или ненасыщающиеся ограничительные реакторы. Насыщающиеся реакторы включают в схему так, как показано на рис. 3.21, б. Два реактора, относящиеся к тиристорной группе (например, L_{01} и L_{03}), участвующей в преобразовании энергии, под действием протекающего через них тока находятся в состоянии насыщения. Два других реактора (L_{02} , L_{04}) при этом не насыщены и участвуют в ограничении тока i_y . При использовании ненасыщающихся реакторов можно ограничиться включением в схему только двух из них (L_{01} , L_{04} или L_{02} , L_{03}). Индуктивности реакторов выбирают из расчета ограничения среднего значения уравнительного тока I_y (рис. 3.22, в) на уровне, не превышающем 10% от номинального тока I_d . Параметры уравнительных реакторов приведены в приложении 3.

Необходимость применения ограничительных реакторов ухудшает массогабаритные показатели системы. Поэтому режим совместного управления используют при создании высокоточных электроприводов с повышенными требованиями к быстродействию.

Проблема уменьшения уравнительного тока полностью исключается в случае раздельного управления двумя тиристорными группами. При этом отпадает необходимость в ограничительных реакторах.

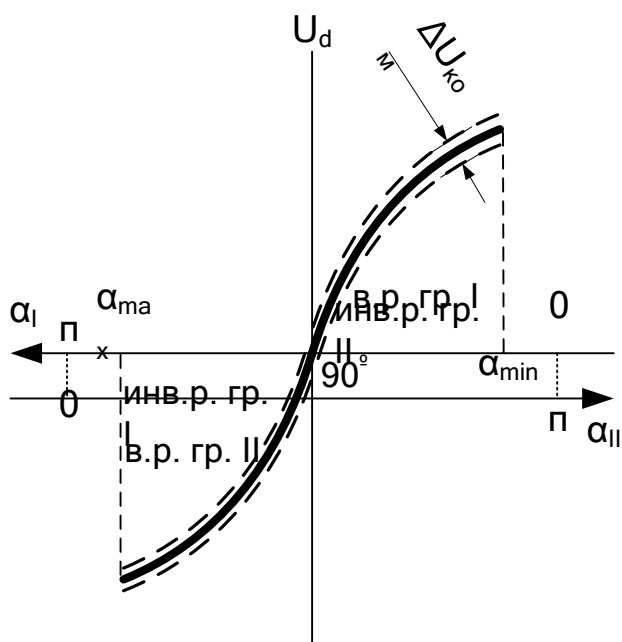
Принцип раздельного управления сводится к тому, что отпирающие импульсы подаются на тиристоры только той из двух тиристорных групп, кото-

рая в данный момент времени участвует в преобразовании тока. В переходных режимах, когда вступает в работу другая тиристорная группа, прекращается подача отпирающих импульсов на тиристоры работавшей тиристорной группы, а затем после некоторой паузы, в течение которой происходит спадание токов работавшей тиристорной группы до нуля и запираание ее тиристоров, подаются отпирающие импульсы на тиристоры группы, вступающей в работу. Между углами управления α_I и α_{II} реверсивных групп выдерживается условие согласованного управления. Требуемая блокировка в подаче отпирающих импульсов осуществляется по системе управления преобразователем с использованием датчиков тока.

Необходимость создания паузы в работе тиристорных групп (до 5–10 мс в зависимости от параметров нагрузки) приводит к некоторому ухудшению быстродействия привода. Тем не менее, современные реверсивные преобразователи с раздельным управлением вполне удовлетворяют требованиям подавляющего большинства промышленных электроприводов постоянного тока.

3.11. Обобщенные регулировочные характеристики реверсивных преобразователей. Зона прерывистого тока

Обобщенная регулировочная характеристика реверсивного преобразователя с совместным управлением приведена на рис. 3.23.



Напряжение каждого знака может формироваться либо за счет выпрямительного режима (в.р.) одной группы, либо за счет инверторного режима (инв.р.) другой.

Рис. 3.23. Обобщенная регулировочная характеристика реверсивного преобразователя с совместным управлением

Штриховые линии учитывают коммутационное падение напряжения на элементах схемы. При работе в выпрямительном режиме эти коммутационные падения напряжения вычитаются из входного напряжения. При работе в инверторном режиме прибавляются, т.е. работа будет на верхние штриховые линии.

Реально ток течет то через выпрямительную, то через инверторную группу, соответственно рабочая точка оказывается то на верхней, то на нижней характеристике. Поэтому появляется некоторая неоднозначность регулировочной характеристики, обусловленная коммутационными процессами. Эта неоднозначность будет тем больше, чем больше выходной ток.

2. Обобщенная регулировочная характеристика трехфазного мостового реверсивного преобразователя с раздельным управлением приведена на рис. 3.24.

Регулировочная характеристика при раздельном управлении имеет разрыв в связи с появлением зоны прерывистых токов. Для ликвидации разрыва используют сужение зоны прерывистых токов и уход от закона согласованного управления в области малых значений углов α .

При работе на нагрузку, содержащую противо ЭДС (рис. 3.25), в преобразователях с раздельным управлением в процессе реверса тока возникают зоны прерывистых токов, когда ЭДС нагрузки превышает мгновенное значение выходного напряжения преобразователя. Ток при этом может снижаться до 0.

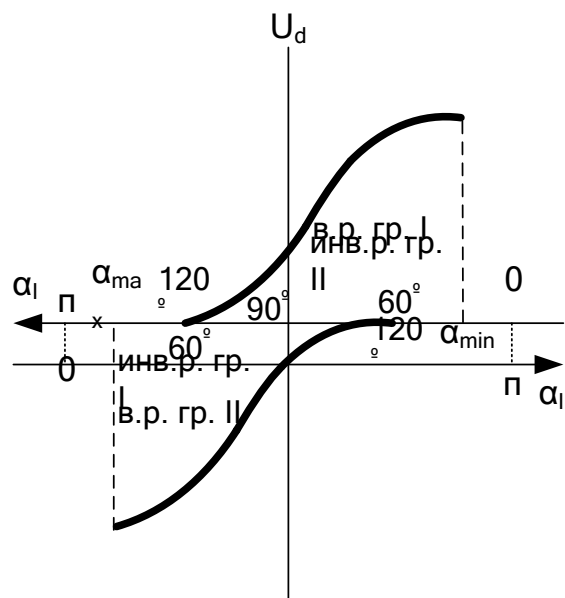


Рис. 3.24. Обобщенная регулировочная характеристика трехфазного мостового реверсивного преобразователя с раздельным управлением

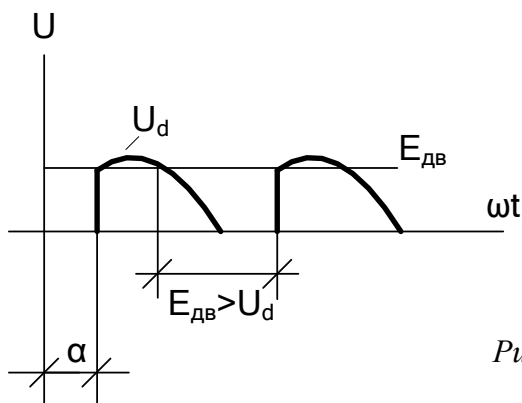


Рис. 3.25. Зона прерывистых токов

Внешняя характеристика реверсивного выпрямителя с учетом этой зоны выглядит следующим образом.

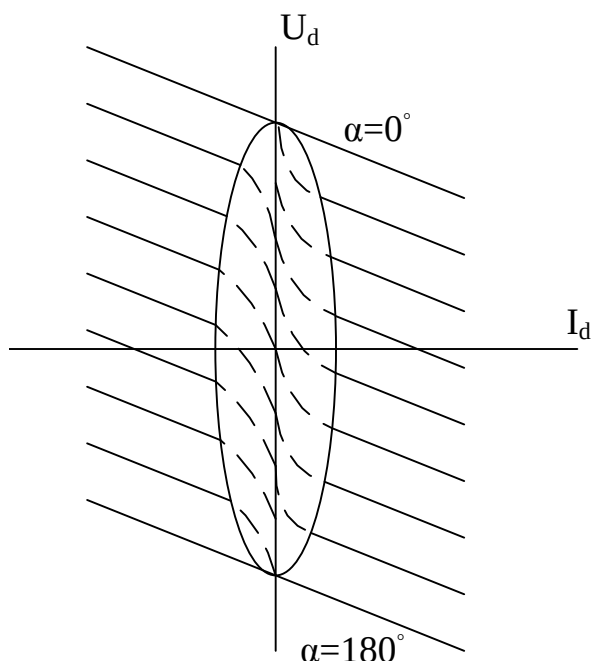


Рис. 3.26. Внешняя характеристика реверсивного выпрямителя

Граничное значение прерывистого тока, определяющее эту зону, в зависимости от угла регулирования α для любого преобразователя определяется из соотношения.

$$i_{zp} = \frac{E_{d\phi}}{\omega L_{\Sigma}} \cdot \left(1 - \frac{\pi}{m_2} \cdot \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m_2} \right) \cdot \sin \alpha, \quad (3.37)$$

где L_{Σ} - суммарная индуктивность цепи выпрямленного тока.

Эта зона тем уже, чем меньше ЭДС нагрузки, чем больше ток нагрузки, чем больше индуктивность в цепи нагрузки и чем больше эквивалентное число фаз схемы m_2 .

Зона прерывистого тока приводит к неоднозначности регулируемой характеристики преобразователя, кратковременной потере управляемости двигателя и искажению свойств системы преобразователь – двигатель как объекта автоматического регулирования.

В преобразователях с совместным управлением этих недостатков нет.

3.12. Виды защит полупроводниковых преобразователей

Защита вентильных преобразователей должна действовать при внешних и внутренних к. з., при возникновении аварийных токов между тиристорными группами и при опрокидываниях инвертора [4]. При внешних к. з. и опрокидываниях инвертора защита должна отключить преобразователь со стороны постоянного тока.

Кроме того, при внешних к. з. желательна локализация аварийного тока по месту (предотвращение перехода аварийного тока на следующие по порядку коммутации в схеме вентили) и по времени (ограничение аварийного тока первой полуволной), что должно обеспечиваться устройством защиты по управляющему электроду, которое снимает или сдвигает к границе инверторного режима управляющие импульсы.

При внутренних к. з. защита должна отключать весь преобразователь или поврежденный вентиль (защита по управляющему электроду при этом должна снять или сдвинуть к границе инверторного режима управляющие импульсы с остальных вентилях). При появлении аварийных токов между тиристорными группами защита должна разомкнуть цепь аварийного тока или отключить преобразователь от сети.

Основные требования, предъявляемые к аппаратам и устройствам защиты, заключаются в следующем:

- максимальное быстродействие. С ростом продолжительности протекания аварийного тока увеличиваются размеры повреждений в преобразователе, а при опрокидываниях инвертора возрастает абсолютное значение аварийного тока. Малая теплостойкость кремниевого элемента и обусловленная ею высокая чувствительность тиристорных элементов к значению и продолжительности протекания аварийных токов определяют высокие требования к быстродействию защиты тиристорных преобразователей;
- селективность. Отключение только поврежденных вентилях без нарушения работы исправных вентилях и преобразователя в целом. В то же время при срабатывании защиты, отключающей преобразователь в целом, не должна срабатывать защита, отключающая вентилях;
- чувствительность, т. е. обеспечение срабатывания защиты при возможно меньших значениях аварийных токов;
- надежность, помехостойчивость, простота настройки и обслуживания.

Системы защиты тиристорных преобразователей строятся в зависимости от мощности преобразователя, его назначения (для питания обмотки возбуждения или якорных цепей) и силовой схемы (реверсивный или нереверсивный).

В качестве примера системы защиты тиристорных преобразователей на рис. 3.27 показана система защиты преобразователя мощностью до 1000 кВт, предназначенного для питания якорных цепей двигателей постоянного тока М.

В данную систему защиты входят:

- а) быстродействующее устройство защиты по управляющему электроду (АК) с датчиками тока CD1 и CD2, сдвигающее управляющие импульсы к границе инверторного режима при внешних и внутренних к. з., появлении аварийных токов в уравнительном контуре или открывании группы на группу и при опрокидывании инвертора;

б) автоматические выключатели постоянного тока QF2, обеспечивающие селективное отключение преобразователей при внешних к. з. и опрокидываниях инвертора в сочетании со сдвигом управляющих импульсов;

в) плавкие предохранители FU для защиты при внутренних к. з. в сочетании со сдвигом и последующим возвратом управляющих импульсов;

г) автоматические выключатели переменного тока QF1 (при напряжении питающей сети 380 В) для защиты трансформаторов TV или анодных токоограничивающих реакторов LR.

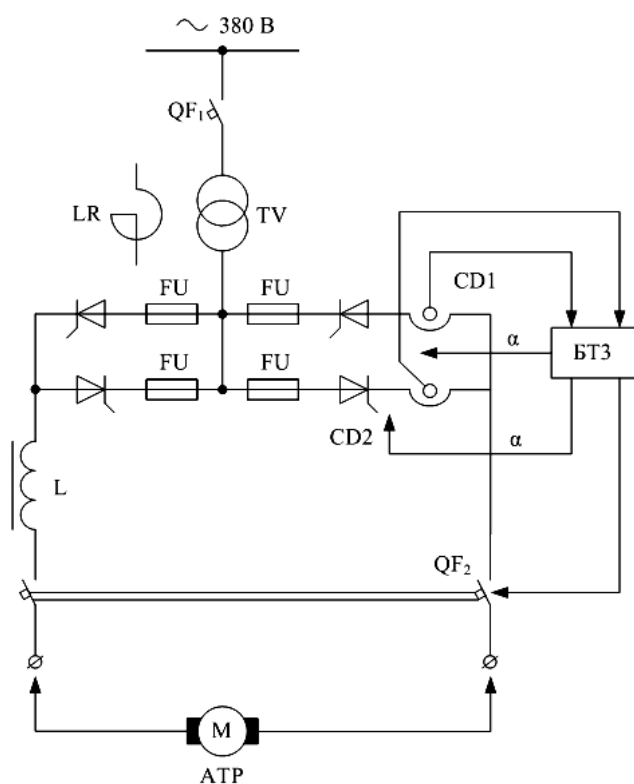


Рис. 3.27. Система защиты тиристорных преобразователей

В тиристорных преобразователях малой и средней мощности (на токи 50-1000 А при напряжениях 230 и 460 В) для защиты от внешних к. з. и опрокидываний инвертора применяют, как правило, установочные автоматические выключатели, имеющие собственное время срабатывания 12 - 14 мс, т. е. не обладающие необходимым быстродействием. Выключатели устанавливают со стороны постоянного тока преобразователя, а также со стороны переменного тока в случае питания преобразователя от сети с напряжением до 380 В для защиты трансформаторов или анодных

токоограничивающих реакторов.

В преобразователях большой мощности (на токи 1600 - 12500 А при напряжениях 460 - 1050 В) применяют быстродействующие автоматические выключатели с временем до начала токоограничения при отключении 0,005 с.

В тиристорных преобразователях, имеющих несколько параллельно включенных тиристоров в плече трехфазной мостовой схемы, для защиты от внутренних к. з. применяют быстродействующие предохранители. Номинальный ток выбранной плавкой вставки должен быть не меньше действующего значения максимального тока нагрузки через тиристор (с учетом допустимых перегрузок преобразователя). Параметры быстродействующих предохранителей приведены в приложении 4.

Наиболее типичными видами перенапряжений, которые могут воздействовать на элементы тиристорных преобразователей, являются коммутационные периодические перенапряжения при запираании вентилей, а также перенапряжения при разрыве цепи выпрямленного тока, при включении или отключении ненагруженного трансформатора. Эти перенапряжения опасны для тиристорных преобразователей из-за высокой чувствительности тириستоров к ним и низкого уровня допустимых прямого и обратного напряжений.

Причиной коммутационных периодических перенапряжений является большая скорость обрыва (спада) обратного тока, обусловленного эффектом накопления в р-п-переходах носителей тока и их рассасывания. Перенапряжения при разрыве цепи выпрямленного тока зависят от скорости спадания тока. Перенапряжения при включении ненагруженного трансформатора обусловлены броском намагничивающего тока и наличием емкостных связей между обмотками и зависят от момента включения.

Для защиты от коммутационных перенапряжений применяют RC-цепочки, включенные параллельно тиристорам (рис. 3.28, а). Для защиты от перенапряжений при отключении ненагруженного трансформатора в большинстве тиристорных преобразователей применяют электролитические конденсаторы, включенные последовательно с резисторами на выходе вспомогательного трехфазного выпрямителя на маломощных диодах (рис. 3.28, б). Диоды этого выпрямителя обычно защищены плавкими предохранителями с сигнализацией о сгорании. По-

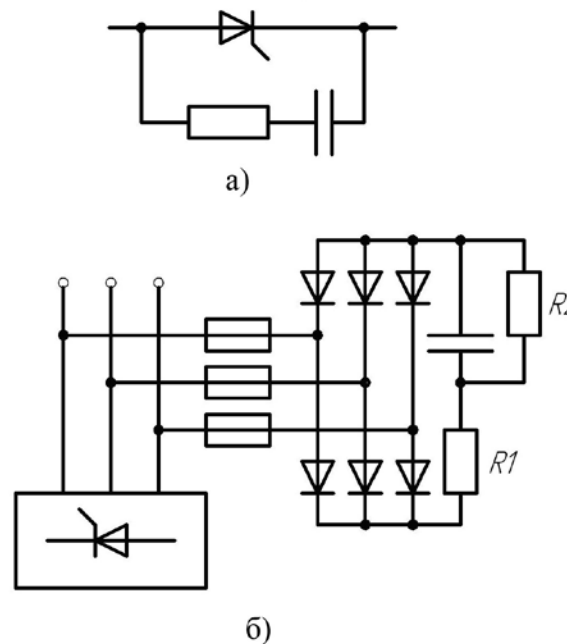


Рис. 3.28. Защита от перенапряжений

скольку амплитуда перенапряжений при включении трансформатора намного меньше возможной амплитуды перенапряжений при его отключении, то данные защитные узлы обеспечивают защиту и от этих перенапряжений.

Для защиты от перенапряжений при разрыве цепи постоянного тока применяют узлы свободного сброса на тиристорах (только в возбудителях).

3.13. Системы управления преобразователей с естественной коммутацией. Основные блоки и их функции

Система управления (СУ) обеспечивает подачу отпирающих импульсов на тиристоры преобразователя и совместно с преобразователем решает комплекс задач, связанных с формированием и регулированием его выходного напряжения.

В ведомых сетью преобразователях с естественной коммутацией (управляемых выпрямителях, ведомых инверторах, реверсивных преобразователях, непосредственных преобразователях частоты, тиристорных регуляторах переменного напряжения) существует общность в реализации систем управления. Все преобразователи - с входом по переменному току. Каждый имеет особенности, связанные с алгоритмами управления, но способ формирования выходного напряжения общий: выходное напряжение всегда будет представлять собой совокупность фрагментов синусоиды напряжения питающей сети. Воздействие СУ на силовую схему проявляется в изменении момента подачи отпирающих импульсов на тиристоры по отношению к синусоидально изменяющейся кривой напряжения сети (т. е. угла управления α).

К особенностям алгоритмов управления относятся:

1. Необходимость формирования спаренных или длинных импульсов для трехфазных мостовых управляемых выпрямителей.
2. Необходимость согласования углов в реверсивных преобразователях с совместным управлением по закону: $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$.
3. Необходимость датчиков нулей тока или датчиков состояния вентилей, а также логического переключающего устройства, обеспечивающего очередность включения групп и формирования паузы раздельного управления в реверсивных преобразователях с раздельным управлением.
4. Необходимость формирования формы фазных напряжений и сдвига фаз между ними в непосредственных преобразователях частоты.

Схемотехника добавочных блоков достаточно разнообразна и определяется в основном специфичностью алгоритмов управления, остальные же части систем управления указанных преобразователей работают по относительно общим принципам, что позволяет во многом формализовать подход к разработке и чтению этих схем.

Поэтому, несмотря на то, что приводимый ниже материал относится к управляемым выпрямителям, его почти целиком можно отнести и к остальным преобразователям данного класса.

Суть управления преобразователями с естественной коммутацией сводится к формированию одной или нескольких импульсных последовательностей, импульсы которых смещены на угол α относительно точек с естественной коммутацией. В силу того, что СУ рассматриваемых преобразователей осуществляют регулирование фазы управляющих импульсов, их часто называют системами импульсно-фазового управления – СИФУ (рис. 3.29) [7]. Общими требованиями, предъявляемыми к системе управления преобразователем, являются:

- 1) надежное отпирание тиристоров силовой схемы;
- 2) плавное (в необходимом диапазоне) регулирование угла α подачи управляющих импульсов на тиристоры;
- 3) высокая помехоустойчивость и надежность.

Системы управления выполняют по синхронному и асинхронному принципам. Формирование управляющих импульсов чаще всего осуществляется по синхронному способу, который подразумевает четную привязку процессов в СУ к фазе сети. Для осуществления данной привязки используются специальные блоки, которые называются блоками синхронизации.

Далее за этими блоками стоят устройства, обеспечивающие формирование импульсов, сдвинутых относительно точек естественной коммутации на угол управления α . Они называются фазосмещающими устройствами. После них находятся некоторые логические блоки, осуществляющие, как правило, либо объединения, либо разделение систем сдвинутых импульсов. Именно в логических блоках находятся узлы, учитывающие особенности конкретных видов схем и специфику алгоритмов управления. За логическими блоками располагаются узлы, обеспечивающие усиление импульсов приданием им требуемой формы и передачу на тиристоры. Вместе все эти блоки составляют систему импульсно-фазного управления (рис. 3.29).

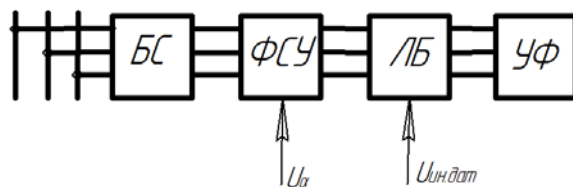


Рис. 3.29. Структурная схема

Функциональное назначение блоков

Блок синхронизации

Функция – выделение определенных точек синусоиды напряжения сети, чаще всего это – ноль фазного напряжения, ноль линейного напряжения или точки естественной коммутации.

Кроме того, блоки синхронизации должны осуществлять связь между высоковольтной сетью и низковольтной системой управления, поэтому дополнительная функция, которая должна выполняться системой синхронизации – потенциальное разделение сети и системы управления. В качестве потенциальных разделителей могут использоваться: маломощные трансформаторы или оптоэлектронные элементы. Трансформаторные разделители имеют большие габариты и массу, но, обладая некоторой инерционностью, позволяют сократить погрешности, связанные с искажением напряжений сети. При синхронизации необходимо “привязаться” к фазе сети. Теоретически возможно “привязаться” к любой точке синусоиды. Практически можно использовать три варианта:

1. Привязка к максимуму – неудобна из-за низкой производной напряжения по времени вблизи точки экстремума и возможных колебаний напряжения сети;
2. Привязка к точке естественной коммутации – вариант, используемый, как правило, косвенно (за счет выделения ноля линейных напряжений);
3. Привязка к нолю фазы – даёт более точные результаты, так как здесь имеет место максимум производной.

Синхронизация строится по одно- и многоканальному принципам. По одноканальному принципу привязка идёт за одну точку синусоиды сети, а все точки естественной коммутации выделяются за счёт фиксированных задержек относительно выделенной точки. Многоканальный принцип связан с выделением, как минимум, одной точки на каждую фазу. На выходе блока синхронизации, как правило, стремятся получить импульсные последовательности, соответствующие точкам естественной коммутации, а в некоторых системах управления формируются ещё и системы длинных импульсов, соответствующих возможным интервалам проводимости вентилей. Эти длинные последовательности используются в дальнейшем блоке логики для раздачи импульсов по тиристорам. Структурная схема работы БС однофазного мостового выпрямителя приведена на рис. 3.30.



Рис. 3.30. Структурная схема работы БС однофазного мостового выпрямителя

В ТП элементной базой блоков синхронизации, кроме трансформаторов и оптронов, являются интегральные компараторы и микросхемы, формирующие импульсы (триггеры, одновибраторы).

Фазосмещающие устройства (ФСУ)

Формирование управляющего импульса на выходе ФСУ производится в результате сравнения на нелинейном элементе величин переменного опорного (синусоидального, пилообразного, треугольного) и постоянного (задающего) напряжений. В момент, когда эти напряжения становятся равными и их разность изменяет знак, происходит формирование импульса. Фазу импульса можно регулировать, изменяя величину постоянного напряжения. Таким образом, фазосдвигающее устройство управления состоит из генератора переменного опорного напряжения и узла сравнения.

Наиболее часто в аналоговых системах в качестве переменного опорного напряжения используют линейно меняющуюся функцию. В цифровых системах, как правило, присутствует генератор, импульсы которого преобразуются в код временной развертки, сравниваемой с кодом задания угла.

На рис. 3.31 представлена структурная схема одноканального ФСУ однофазного мостового выпрямителя. Система работает следующим образом. Генератор переменного напряжения (ГПН) запускается при поступлении импульсов от БС в момент появления на тиристорах прямого напряжения, т. е. в точках естественной коммутации. С выхода ГПН напряжение пилообразной формы поступает на устройство сравнения (УС), где сравнивается с напряжением управления U_y . В момент совпадения пилообразного и управляющего напряжений устройство сравнения вырабатывает импульс, который далее поступает на блок логики или прямо на формирователь импульсов.

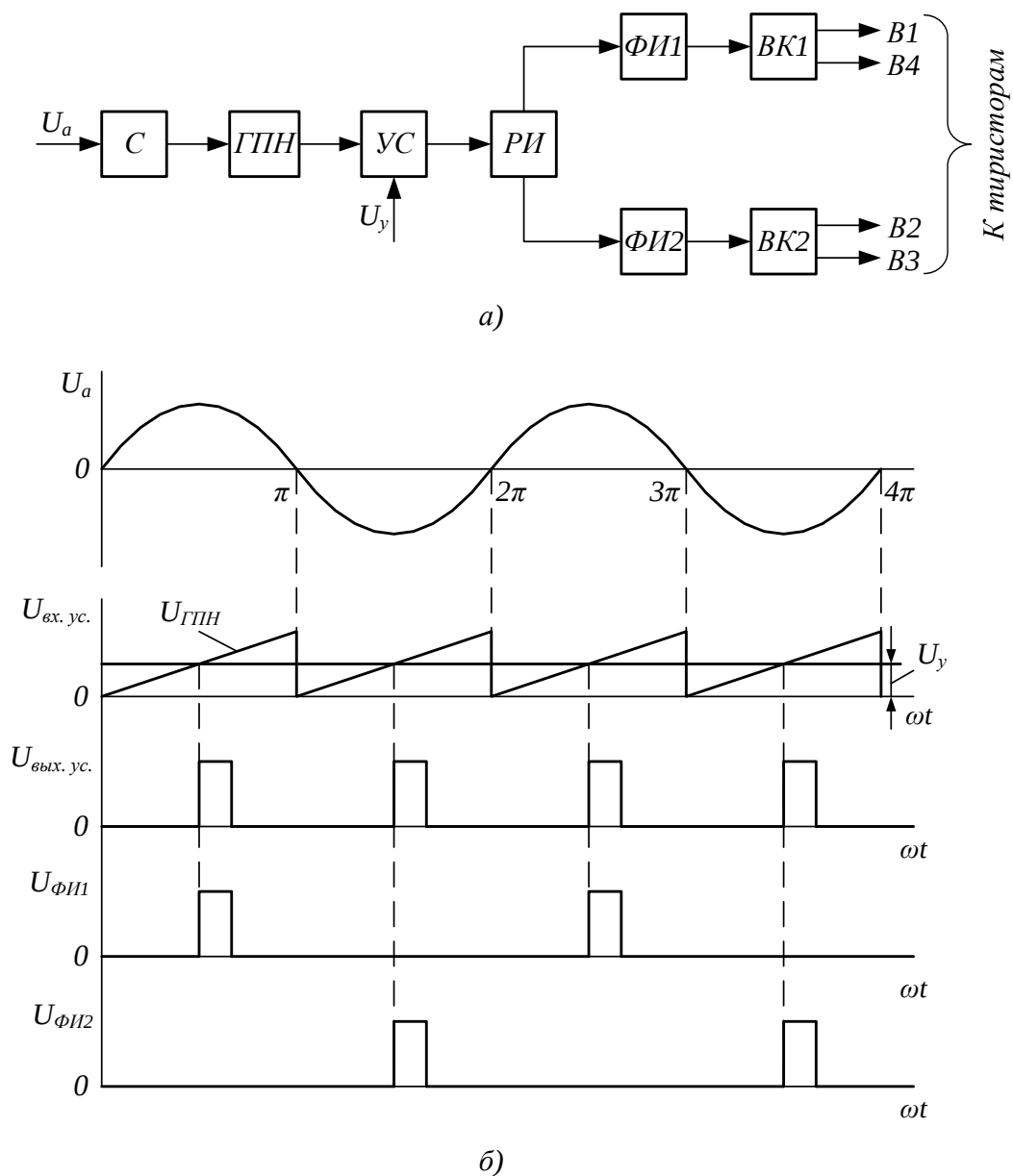


Рис. 3.31. Одноканальная система управления однофазного мостового выпрямителя:
а - структурная схема; б - диаграмма, поясняющая работу схемы

Блок логики

Функции блока логики достаточно многообразны. В нем должны учитываться особенности алгоритма управления конкретного типа преобразователя с естественной коммутацией. Логическое переключающее устройство (блок логики) - атрибут СУ преобразователей с раздельным управлением. Оно предназначено для формирования сигналов запрета работы вентильных групп, одновременное открытие которых приводит к возникновению ко-

роткого замыкания по цепи питания, для формирования паузы отдельного управления. В ряде систем они же формируют сигнал на переключение задания углов с выпрямительных на инверторные и наоборот. Формирование указанных сигналов идет на основании анализа задания знака напряжения и реального знака тока. В СУ задание знака напряжения берется с выхода каких-либо регуляторов, а информация о знаке тока получается с выходов датчиков состояния вентилей (датчиков тока).

Кроме того, в логические блоки вводятся различные блокировки систем защиты.

Усилители-формирователи импульсов

Функции усилителя-формирователя:

1. Увеличить энергию импульсов до значения, достаточного для отпирания тиристоров;
2. Обеспечить длительность импульса для нормального функционирования преобразователя. Минимальная длительность импульса ограничена временем нарастания рабочего тока тиристора до уровня, большего тока удержания;
3. Осуществить потенциальное разделение низковольтной системы управления и высоковольтной силовой схемы.

Усилители-формирователи работают на тиристоры, причём потенциалы катодов тиристоров чаще всего разные, следовательно, при построении усилителей-формирователей их питание осуществляется от нескольких потенциально разделённых источников. Число таких источников равно количеству разнопотенциальных (групп) тиристоров (для однофазной мостовой схемы – 3, для трёхфазной мостовой схемы - 4).

При определении конкретной схемотехники усилителя-формирователя всё зависит от способа потенциального разделения. Оптимальным вариантом является использование тиристоров с оптронной развязкой. Их применение снимает практически все проблемы, т.е. не нужно внешних потенциальных разделителей ни в самих усилителях-формирователях, ни в блоках, их питающих. Практически не играет роли форма импульса. Мощность управляемого импульса мала.

Помимо оптронных широко применяются трансформаторные развязки. Для повышения эффективности их использования и сокращения габаритов

предпочтительным является использование высокочастотных трансформаторов.

Оптимальная форма управляющего импульса для р-п перехода тиристора изображена на рис. 3.32.

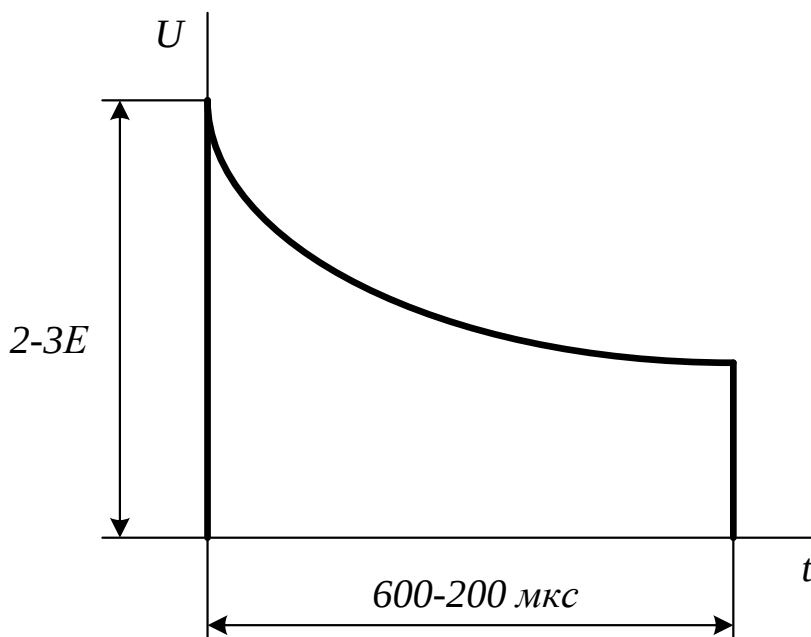


Рис. 3.32. Оптимальная форма управляющего импульса для р-п перехода тиристора

Пример структурной схемы нереверсивного трехфазного мостового управляемого выпрямителя, работающего на ДПТ М, приведен на рис. 3.33:

Т – силовой трансформатор;

V1-V6 – силовые тиристоры;

УФИ1 – УФИ6 усилители-формирователи импульсов с трансформаторной развязкой;

БПР – блок потенциального разделения;

УС – устройства сравнения (компаратор);

УФС – устройство фазосмещения;

СПС – блок питания системы управления.

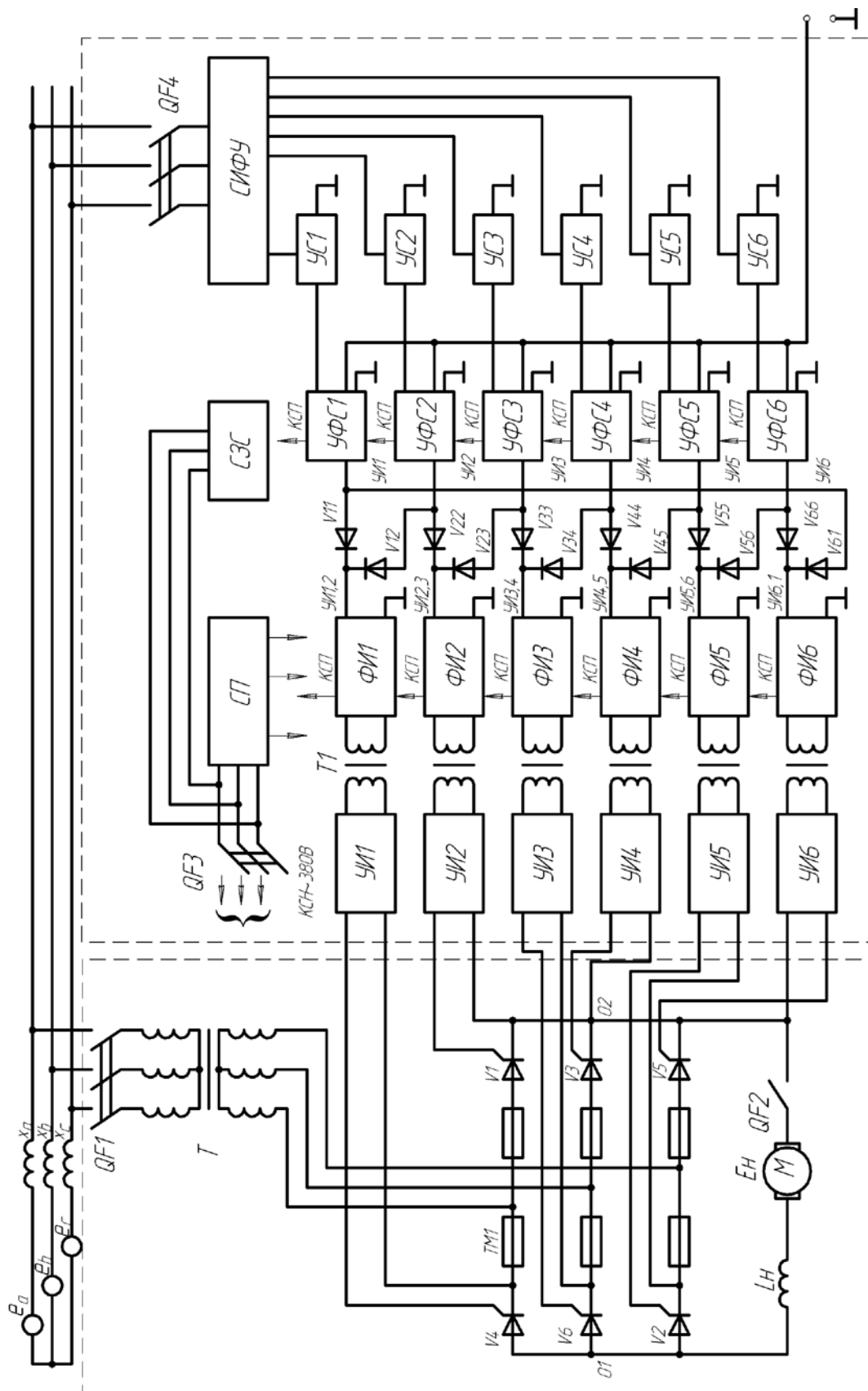


Рис. 3.33 Структурная схема непрерывного тиристорного преобразователя

3.14. Управляемые выпрямители как элемент САР

Управляемые выпрямители

Регулирование выходного напряжения ведомых сетью тиристорных преобразователей осуществляется за счет задержки включения тиристоров относительно точки естественного включения (α – угол управления).

$$\alpha_{\min} \leq \alpha \leq \alpha_{\max}, \quad (3.38)$$

где $\alpha_{\min} = (10 \div 15)^\circ$ эл, чтобы не перескочить за точку естественной коммутации;

$\alpha_{\max} = (150 \div 165)^\circ$ эл, чтобы не было опрокидывания инвертора.

Базовой схемой является мостовая (1кВт÷1МВт), $m_2 = 6$ (пульсность выходных напряжений гармоник входного тока: 5, 7, 11, 13 и т.д.).

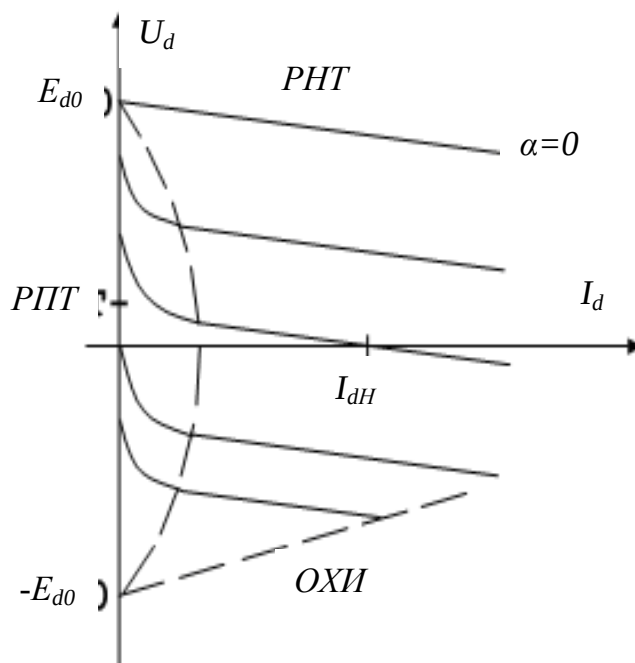


Рис. 3.34. Внешняя характеристика неуправляемого выпрямителя

Внешняя характеристика неуправляемого выпрямителя представлена на рисунке 3.34, где принято обозначение – ОХИ – ограничительная характеристика инвертора.

$$\text{PHT: } U_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha - \Delta U_{k1} - \dots; \quad (3.39)$$

$$\text{ОХИ: } U_d = -E_{d0} \cdot \cos \delta + \Delta U_{k1} + \dots, \quad (3.40)$$

где δ – угол выключения тиристора, при $\delta = 10$ эл. град. – восстановление запирающих свойств выключенного тиристора.

На рисунке 3.35 представлена структурная схема ведомого сетью тиристорного преобразователя, где приняты обозначения: ТП – тиристорный преобразователь; УВ – управляемый выпрямитель; СИФУ – система импульсно-фазового управления; СЧ – силовая часть. В соответствии с рисунком 3.35, регулировочные характеристики

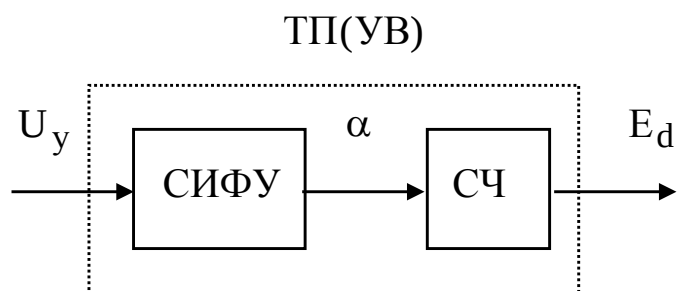
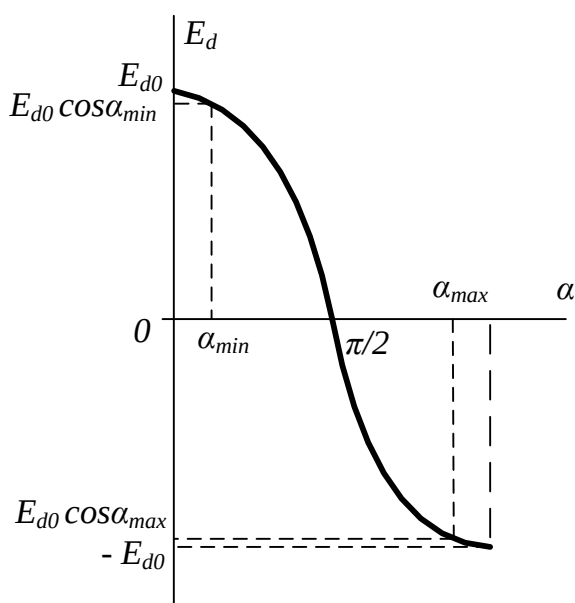


Рис. 3.35. Структурная схема ведомого сетью тиристорного преобразователя



ведомых сетью тиристорных преобразователей будут иметь вид, представленный на рис. 3.36.

Рис. 3.36. Регулировочные характеристики ведомых сетью тиристорных преобразователей

Регулировочные характеристики вентильных преобразователей при различных опорных напряжениях СИФУ

Структурная схема СИФУ с пилообразным опорным напряжением представлена на рисунке 3.37, где приняты обозначения: ГПН – генератор пилообразного напряжения; УО – управляющий орган; U_0 – напряжение смещения; НО – нуль-орган; ФДИ – формирователь длительности импульса ($t_{уи}$ – время управляющего импульса; $t_{уи} = (250 \div 350)\text{мкс}$).

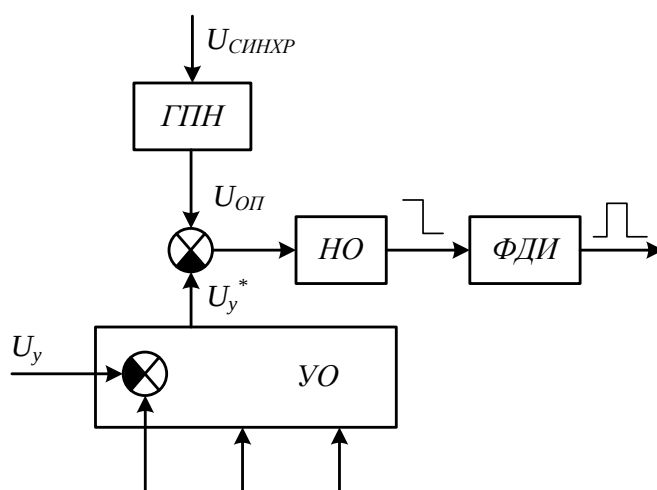


Рис. 3.37. Структурная схема СИФУ с пилообразным опорным напряжением

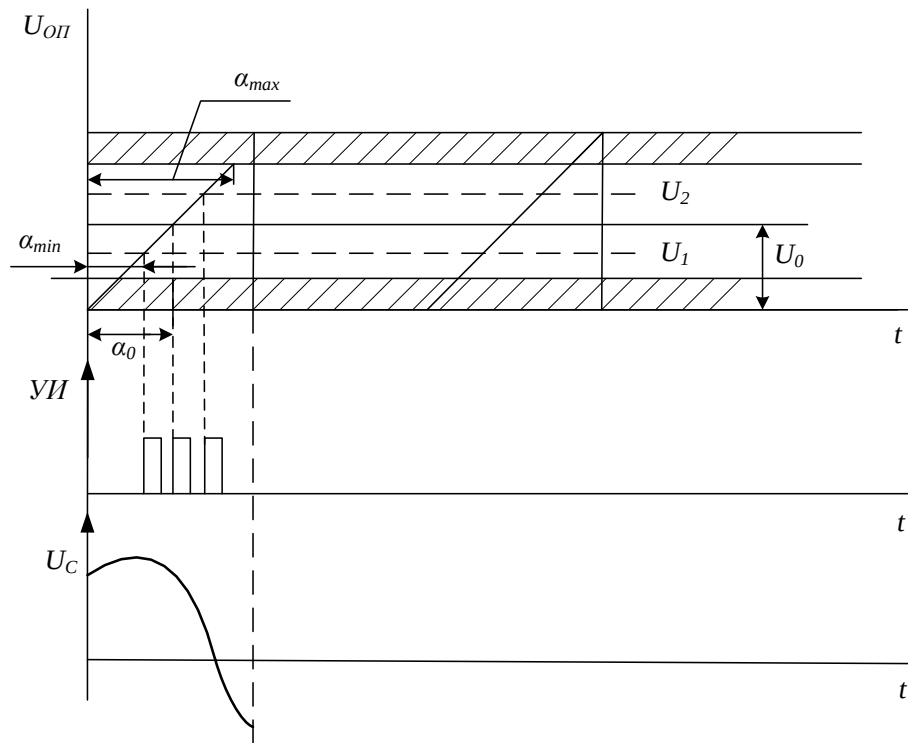


Рис. 3.38. ГПН – генератор пилообразного напряжения

Регулировочная характеристика СИФУ

$$\alpha = \pi \cdot \frac{U_0 - U_y}{U_{\text{ОП}}}. \quad (3.41)$$

В соответствии с уравнением регулировочная характеристика СИФУ линейная (см. рисунок 3.39). На рисунке характеристика 1 – при $\alpha = 90^\circ$, 2 – при $\alpha > 90^\circ$, $U_0 \geq \frac{U_{\text{ОП}}}{2}$.

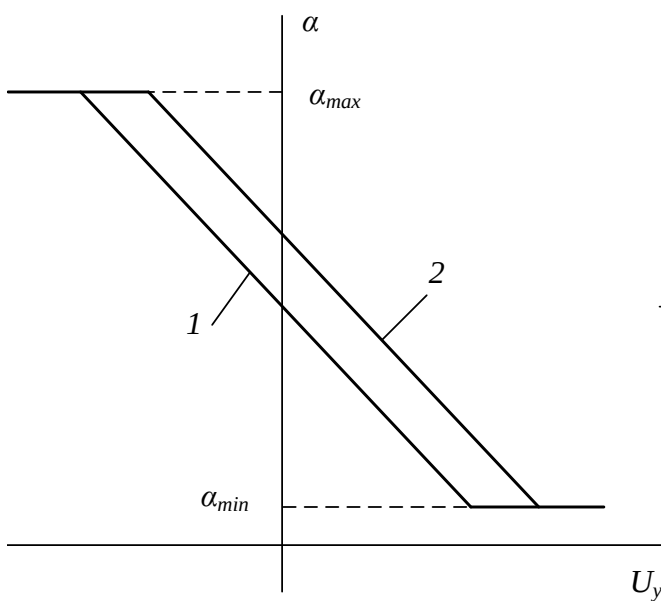


Рис. 3.39

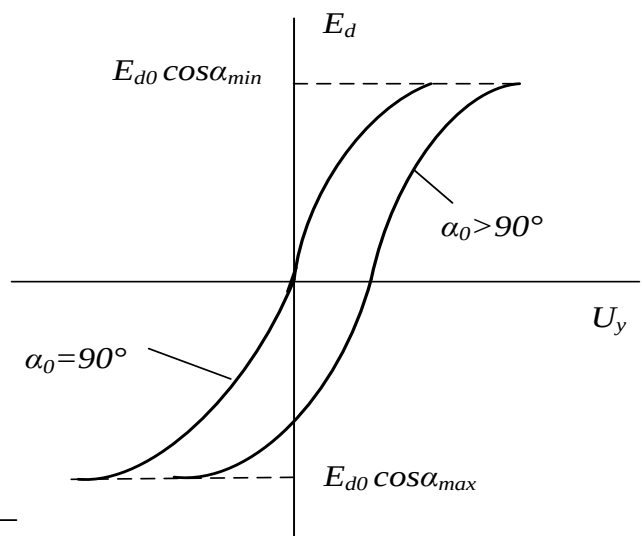


Рис. 3.40

Пусть $U_0 = \frac{U_{\text{ОП}}}{2}$ и $U_y = 0$, тогда

$$\alpha = \pi \cdot \frac{U_0 - 0}{2 \cdot U_{\text{ОП}}} = \frac{\pi}{2} = 90^\circ \text{ эл.} \quad (3.42)$$

При $\alpha = 90^\circ$, $E_d = E_{d0} \cos \alpha = 0$; реально α чуть больше 90° .

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha = E_{d0} \cos \left(\pi \cdot \frac{U_0 - U_y}{U_{\text{ОП}}} \right). \quad (3.43)$$

Регулировочная характеристика тиристорного преобразователя в целом $E_d = f(\alpha)$ нелинейная (косинусоидальная).

$$\begin{aligned} E_d &= E_{d0} \cos \alpha = E_{d0} \cos \left(\pi \cdot \frac{\frac{U_{\text{ОП}}}{2} - U_y}{U_{\text{ОП}}} \right) = E_{d0} \cos \left(\frac{\pi}{2} - \pi \cdot \frac{U_y}{U_{\text{ОП}}} \right) = \\ &= E_{d0} \sin \left(\pi \cdot \frac{U_y}{U_{\text{ОП}}} \right). \end{aligned} \quad (3.44)$$

В соответствии с уравнением регулировочная характеристика тиристорного преобразователя будет иметь вид, представленный на рисунке 3.40.

Коэффициент передачи тиристорного преобразователя (см. рисунок 3.41):

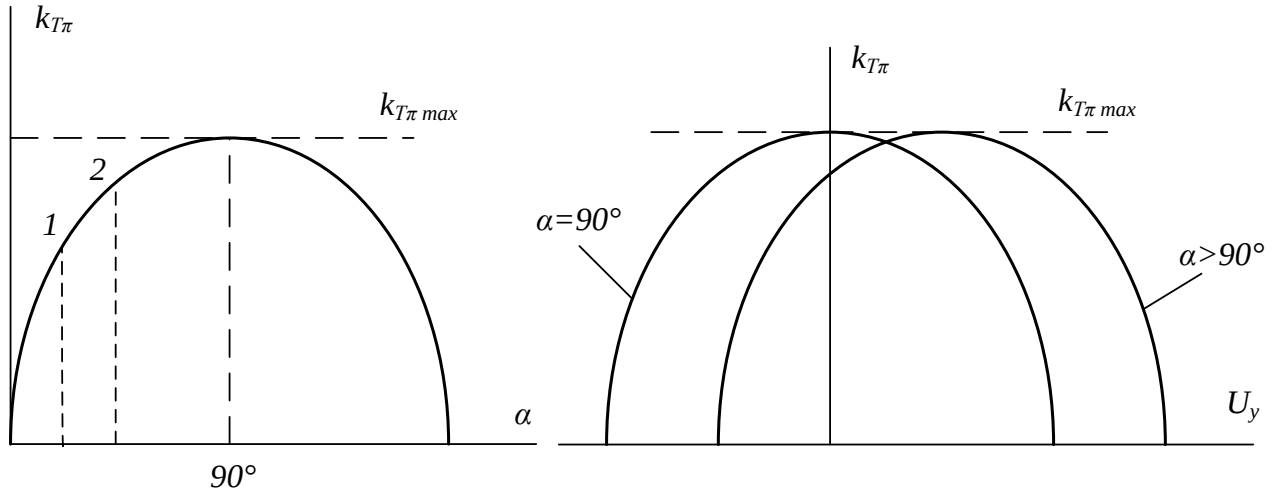


Рис. 3.41

$$k_{\text{ТП}} = \frac{dE_d}{dU_y} = E_{d0} \cos \left(\pi \cdot \frac{U_0 - U_y}{U_{\text{ОП}}} \right) \cdot \frac{\pi}{U_{\text{ОП}}} = \text{var}; \quad (3.45)$$

$$k_{\text{ТП} \max} = \frac{\pi \cdot E_{d0}}{U_{\text{ОП}}}. \quad (3.46)$$

Пример: $U_{дн} = 220В \rightarrow U_{до} \cong 260В$; $U_{оп} = 10В$

$$k_{ТП\max} = \frac{\pi \cdot E_{до}}{U_{оп}} = \frac{3,14 \cdot 260}{10} \cong 80. \quad (3.47)$$

При расчете систем регулирования ориентируются на максимальное значение α .

Принцип работы СИФУ с синусоидальным опорным напряжением отражен на рисунке 3.42.

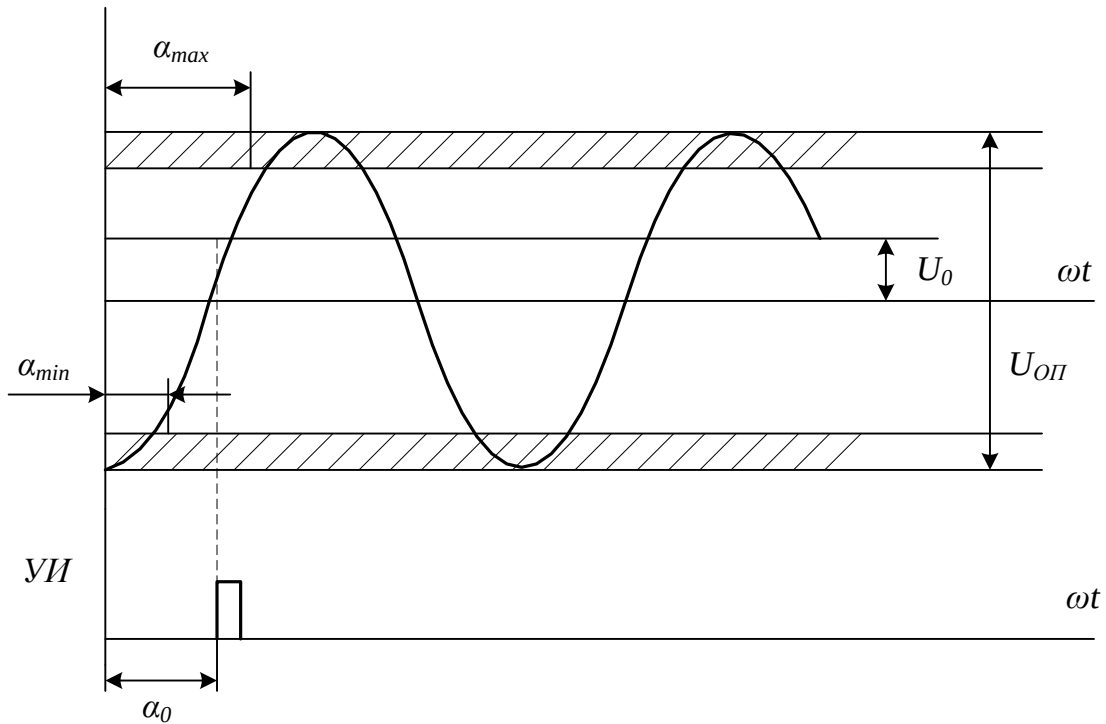


Рис. 3.42. Принцип работы СИФУ с синусоидальным опорным напряжением

Найдем зависимость $\alpha = f(U_y)$

$$\alpha = \frac{\pi}{2} + \arcsin\left(\frac{U_0 - U_y}{U_{оп}/2}\right) = \arccos\left(\frac{U_y - U_0}{U_{оп}/2}\right). \quad (3.48)$$

Характеристика СИФУ в данном случае нелинейная (рис. 3.43).

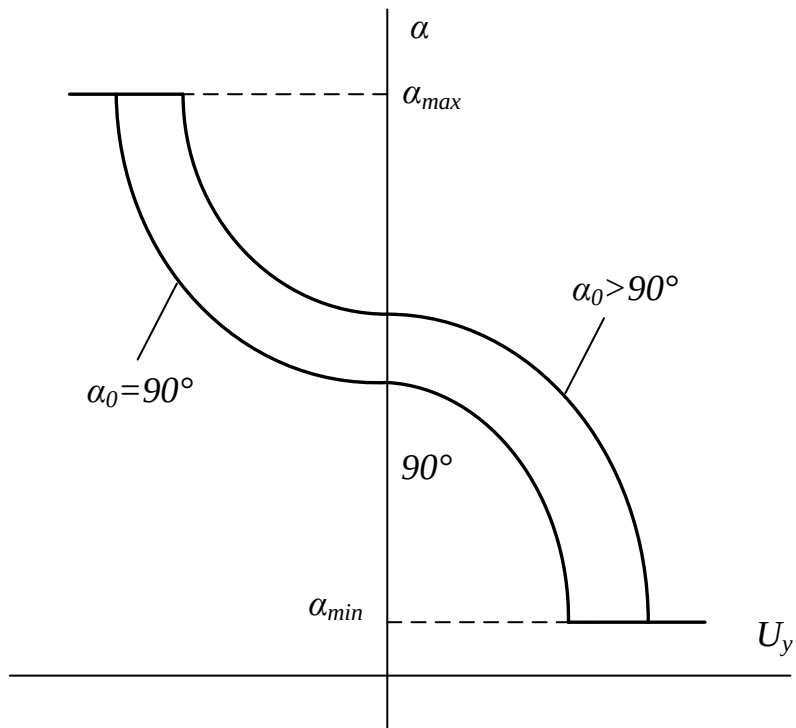


Рис. 3.43

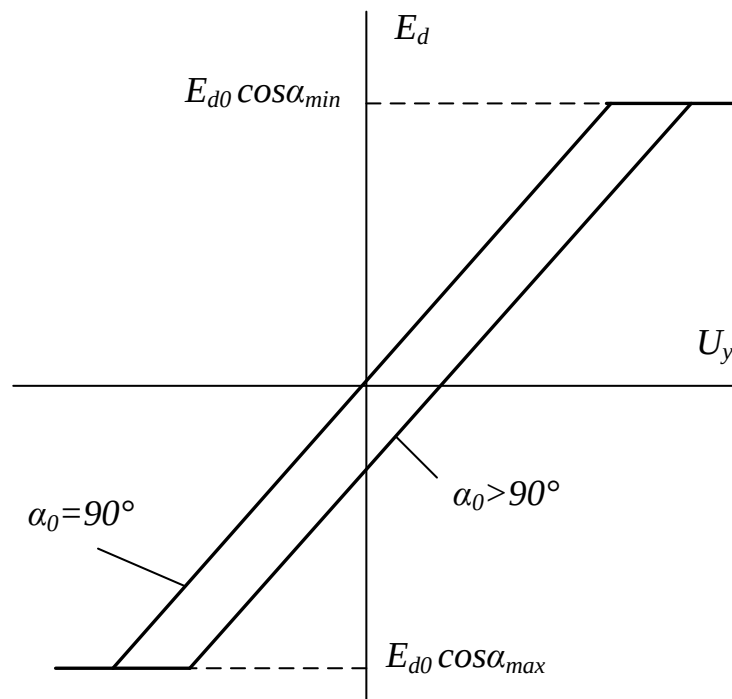


Рис. 3.44

Регулировочная характеристика тиристорного преобразователя линейная

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha = E_{d0} \cos \left(\arccos \left(\frac{U_y - U_0}{U_{\text{ОП}} / 2} \right) \right) = E_{d0} \frac{U_y - U_0}{U_{\text{ОП}} / 2}; \quad (3.49)$$

$$E_d = 2 \cdot E_{d0} \cdot \frac{U_y - U_0}{U_{\text{ОП}}}. \quad (3.50)$$

При $\alpha_0 = 90^\circ$ ($U_0 = 0$) (рис. 3.44)

$$E_d = 2 \cdot E_{d0} \cdot \frac{U_y}{U_{\text{ОП}}}. \quad (3.51)$$

Коэффициент передачи (см. рисунок 3.45).

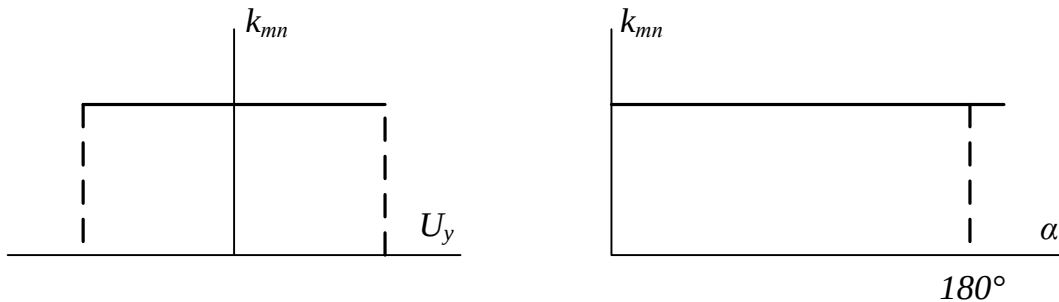


Рис. 3.45. Коэффициент передачи

$$k_{\text{ТП}} = \frac{dE_d}{dU_y} = \frac{2 \cdot E_{d0}}{U_{\text{ОП}}} = \text{const}. \quad (3.52)$$

Линейная регулировочная характеристика тиристорного преобразователя предпочтительна для САР, т.к. с такой характеристикой звено имеет постоянный коэффициент во всем рабочем диапазоне.

Преобразователь с синусоидальным опорным напряжением применяется в системах тиристорного электропривода большой мощности, в которых очень важным становится вопрос использования тиристорного преобразователя по напряжению и в котором угол α приближен к границам диапазонов (α_{MIN} ; α_{MAX}).

Режим непрерывного тока является основным для электроприводов большой и средней мощности. В электроприводе малой мощности режим прерывистого тока существенен. В этих системах электропривода регулировочные характеристики силовой части преобразователя являются не только нелинейными (косинусоидальными), но и неоднозначными, что делает неоднозначными регулировочные характеристики преобразователя в целом.

Передаточная функция

Динамические свойства тиристорного преобразователя определяются его тремя специфическими особенностями:

а) тиристорный преобразователь – звено дискретное (импульс управления на тиристор формируется в определенные моменты времени);

б) тиристорный преобразователь – звено полууправляемое (включение тиристора осуществляется подачей управляющего импульса, а отключение – при снижении тока до нуля);

в) реакция тиристорного преобразователя на изменение угла управления α в сторону выпрямительного или инверторного режимов не одинакова (на перевод угла управления в сторону выпрямительного режима тиристорный преобразователь реагирует быстрее, а перевод тиристорного преобразователя в инверторный режим идет по синусоиде последней, включившейся фазы (нулевая схема)).

В силу этих особенностей тиристорный преобразователь – нелинейное звено.

Если частота входного управляющего сигнала меньше критической ($\omega \leq \omega_{кр}$), то нелинейными свойствами преобразователя можно пренебречь, и считать его апериодическим звеном первого порядка с передаточной функцией

$$W_{ТП}(p) = \frac{k_{ТП}}{1 + T_{ТП} \cdot p}; \quad (3.53)$$

$$T_{ТП} = T_{\Phi} + T_{ССЗ}, \quad (3.54)$$

где T_{Φ} – постоянная времени фильтра, включенного на входе СИФУ $T_{\Phi} \approx 3\text{мс}$;

$T_{ССЗ}$ – время среднестатистического запаздывания, которое дает силовая схема преобразователя; $T_{ССЗ} = T_C / 2m$, T_C – период сети $T_C = 1/f_C$; $T_{ССЗ} = 3,33\text{мс}$ (трехфазная нулевая схема); $T_{ССЗ} = 1,7\text{мс}$ (трехфазная мостовая схема).

Если частота среза контура, в котором работает тиристорный преобразователь значительно меньше критической ($\omega \ll \omega_{кр}$), то передаточная функция может быть представлена следующим образом:

$$W_{ТП} = k_{ТП}. \quad (3.55)$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В пособии рассмотрены наиболее типичные вопросы, возникающие при изучении принципов действия основных типов преобразовательных устройств, анализе их характеристик и показателей, а также при их проектировании.

Из-за ограниченности объема пособия не удалось полностью подробно рассмотреть все основные типы преобразователей. В соответствующих местах пособия даются ссылки на литературу, список которой приведен в конце пособия.

Автор будет считать свою задачу выполненной, если удастся научить студентов пониманию главного в рассматриваемых вопросах, умению грамотно формулировать новые задачи и решать их.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Забродин, Ю.С. Промышленная электроника / Ю.С. Забродин. – Москва : Высш. шк., 1989. – 223 с.
2. Руденко, В.С. Преобразовательная техника / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. – Киев : Высш. шк., 1978. – 424 с.
3. Горбачев, Н.В. Промышленная электроника / Н.В. Горбачев. – Москва : Высш. шк., 1986. – 217 с.
4. Глух, Е.М. Защита полупроводниковых преобразователей / Е.М. Глух, В.Е. Зеленов. – Москва : Энергоиздат, 1982. – 252 с.
5. Электрооборудование промышленности : метод. указания для выполнения курсового проекта для студентов спец. 181300 электроэнергетического факультета / сост.: А.В. Иванов, Н.К. Мороз. – Вологда : ВоГТУ, 2001. – 40 с.
6. Грузов, В.Л. Преобразовательная техника: пособие по курсовому проектированию / В.Л. Грузов. – Вологда : ВоГТУ, 2001. – 92 с.
7. Комплектные тиристорные электроприводы: справочник / под ред. В.М. Перельмутера. – Москва : Энергоатомиздат, 1988. – 319 с.
8. Замятин В.Я. Мощные полупроводниковые приборы. Тиристоры : справочник / В.Я. Замятин. – Москва: Радио и связь, 1987. – 576 с.
9. Башарин, А.В. Примеры расчета автоматизированного электропривода / А.В. Башарин, Ф.Н. Голубев, В.Г. Кепперман. – Ленинград : Энергия, 1972. – 440 с.
10. Электрооборудование промышленности : метод. указания для выполнения лабораторных работ для студентов спец. 181300 электроэнергетического факультета / сост.: А.В. Иванов, Г.С. Статеев. – Вологда : ВоГТУ, 2004. – 19 с.

Тиристоры

По ГОСТ 20859-79 все тиристоры в зависимости от характера вольт-амперной характеристики и способа управления подразделяются на виды, приведенные в табл. 1 [8]. Вид прибора является первым элементом в обозначении типа тиристора.

Вторым элементом обозначения является буква, определяющая подвид тиристора. Классификация подвида тиристора производится в зависимости от его коммутационных параметров: Ч – бысторовключающийся (высокочастотный) с временем выключения не менее 63 мкс; Б – быстродействующий с временем выключения не менее 63 мкс и временем включения менее 4 мкс; И – бысторовключающийся (импульсный) с временем включения менее 4 мкс.

Третий элемент определяет конструкцию тиристора и состоит из трех знаков: первый – порядковый номер модификации (от 1 до 9); второй и третий – условное обозначение конструктивного исполнения.

Четвертый элемент в обозначении типа состоит из цифр, которые определяют максимально допустимый средний ток в открытом состоянии для тиристорov, импульсный ток для бысторовключаемых тиристорov и максимально допустимый действующий ток для тиристорov. Перед обозначением тока ставится тире.

Тиристоры каждого типа всех видов и подвидов подразделяются на классы по значениям повторяющегося импульсного напряжения в закрытом состоянии и повторяющегося импульсного обратного напряжения, значения которых приведены в табл. 2. Симметричные тиристоры подразделяются на классы по значению повторяющегося импульсного напряжения в закрытом состоянии в обоих направлениях.

Тиристоры одного типа и класса подразделяются на группы по следующим параметрам: низкочастотные по $(du_{zc} / dt)_{кр}$; бысторовключаемые по $(du_{zc} / dt)_{кр}$ и $t_{выкл}$; бысторовключаемые по $(du_{zc} / dt)_{кр}$ и $t_{вкл}$; быстродействующие по $(du_{zc} / dt)_{кр}$, $t_{выкл}$ и $t_{вкл}$; диодные тиристоры и симметричные

незапираемые триодные по $(du_{ком} / dt)_{кр}$. Группы тиристоров обозначаются цифрами в зависимости от значений параметров, указанных в табл. 3.

Таблица 1

Вид прибора	Условное обозначение вида	Примечание
Триодный тиристор, не проводящий в обратном направлении (тиристор)	Т	
Лавинный тиристор	ТЛ	С лавинной ВАХ
Симметричный триодный тиристор (симистор)	ТС	
Фототиристор	ТФ	Управление от внешнего светового сигнала
Оптронный тиристор (оптотиристор)	ТО	Управление с помощью светового сигнала от светодиода, расположенного внутри корпуса прибора
Симметричный оптотиристор (оптосимистор)	ТСО	То же
Комбинированный выключаемый тиристор	ТБК	Выключение с помощью тока управления при одновременном воздействии обратного анодного напряжения
Тиристор-диод	ТД	Допускается работа в обратном направлении в качестве диода

Таблица 2

Условное обозначение класса	1	2	3	6	8	11	15	20	36
Напряжение, В, не менее	100	200	300	600	800	1100	1500	2000	3600

Таблица 3

Условное обозначение группы	Классификационные параметры			
	$(du_{zc} / dt)_{кр}$, [В/мкс], не менее	$t_{выкл}$, [мкс], не более	$t_{вкл}$, [мкс], не более	$(du_{ком} / dt)_{кр}$ [В/мкс], не менее
0				
1	20	63	4	2,5
2	50	50	3,2	4,0
3	100	40	2,5	6,3
4	200	32	2,0	10
5	320	25	1,6	16
6	500	20	1,2	25
7	1000	16	1,0	50
8	1600	12,5	0,63	100
9	2500	8	0,4	200

Таблица 4

Тип тир-ра	Максимально допустимый действующий ток в открытом состоянии при $f=50 \text{ Гц}$, $\beta=180^\circ$, $T_k=85^\circ\text{C}$, [А]	Повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии, [В]	Защитный показатель при $U_{обр}=0$, $t_u=10 \text{ мс}$, $T_n=125^\circ\text{C}$, [А ² ·с]	Время выключения при $U_{zc,u}=0,67U_{zc,u}$, $du_{zc}/dt=(du_{zc}/dt)_{кр}$ $U_{обр,u}=100 \text{ В}$, $I_{oc,u}=I_{oc,cr \max}$, $(di_{oc}/dt)_{cn}=5 \text{ А/мкс}$, $Tn=125^\circ\text{C}$ не более, [мкс]	Динамическое сопротивление в открытом состоянии не более, [МОм]
T112-10	10	100 – 1200	–	100	29,3
T112-16	16		–	100	11,9
T122-20	20		613	63 – 100	17,2
T122-25	25		613	63 – 100	10,9
T132-40	40		$3,2 \cdot 10^6$	100 – 250	5,6
T132-50	50		$3,2 \cdot 10^6$	100 – 250	4,6
T141-63	63		–	63 – 250	4,1
T141-80	80		–	63 – 250	3,3
T151-100	100	300 – 1600	–	250	2,54

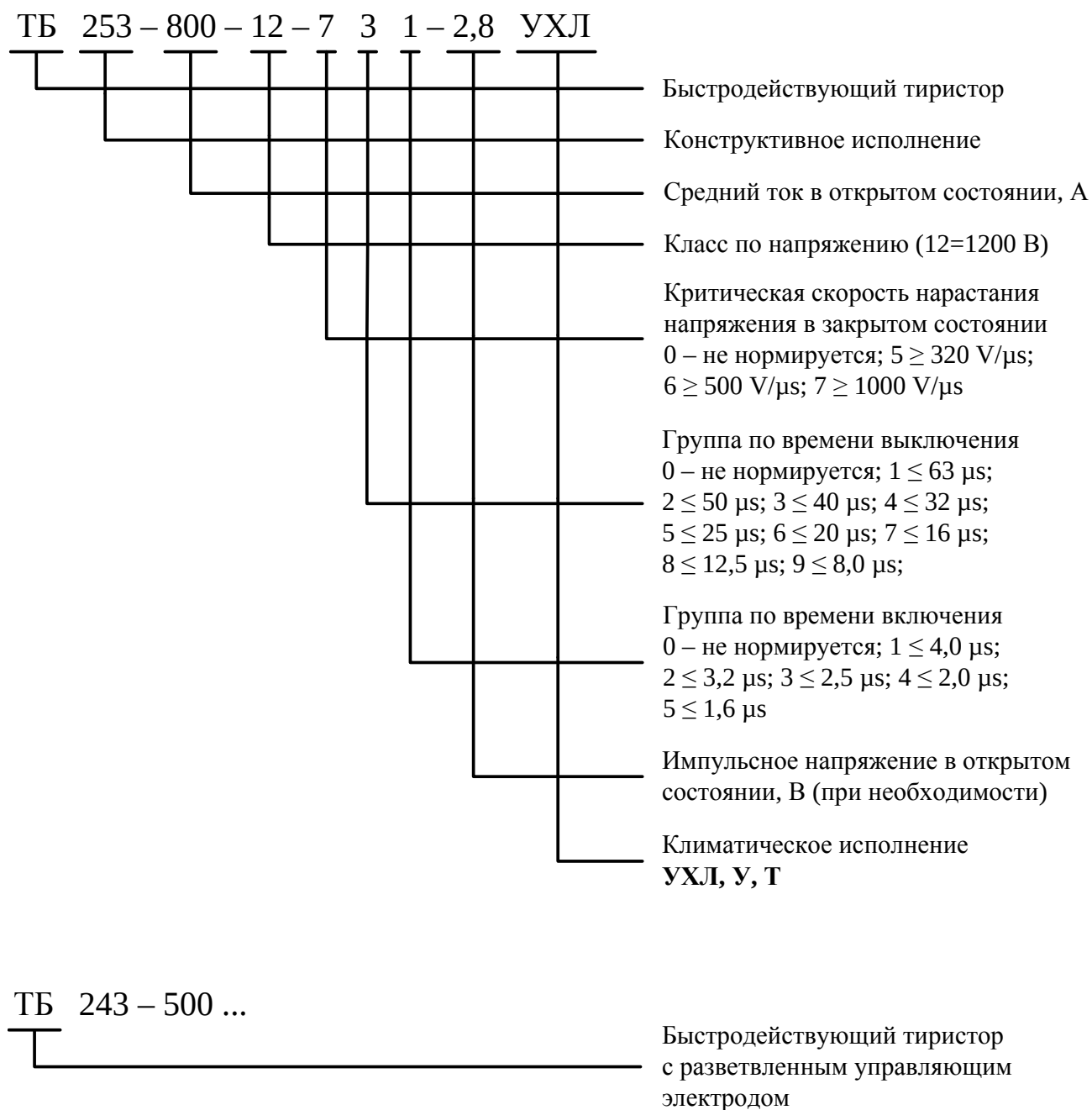


Рис. 1. Условное обозначение тиристора

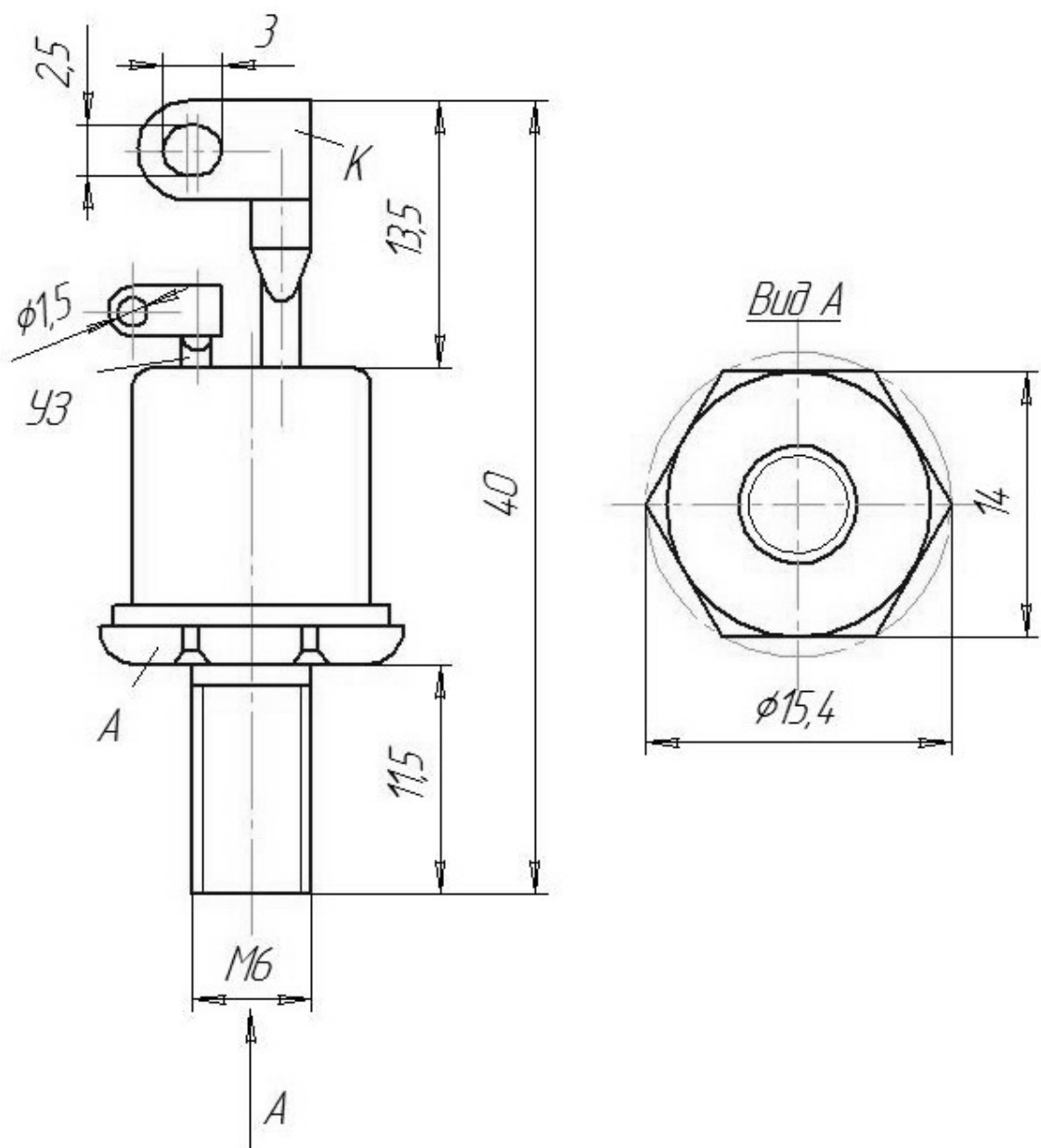


Рис. 2. Турбомор Т122-20

Трансформаторы

Основные параметры преобразовательных трансформаторов для ТП приведены в табл.5. Трансформаторы с одной активной частью двухобмоточные (типов ТСП, ТСЗП, ТНЗП, ТМП, ТДП, ТМНП, ТДПН) и с расщепленными обмотками (типов ТРМП, ТРДП) предназначены для питания ТП по трехфазной мостовой выпрямительной схеме.

Обозначение типов трансформаторов содержит следующие данные (в той последовательности, в которой они приводятся в обозначении): Т – число фаз (трехфазный); Р – расщепление обмоток; С, СЗ, М, Д, Н – вид охлаждения (соответственно естественное воздушное при открытом исполнении, то же при защищенном исполнении, естественное масляное, масляное с дутьем, с негорючим жидким диэлектриком); Н – наличие РПН; Т – количество вторичных обмоток – трехобмоточные; Д – две активные части в одном баке; через тире приводится типовая мощность в киловольт-амперах; через дробь – класс напряжения сетевой обмотки в киловольтах (0.7 кВ или 10 кВ); после класса напряжения может стоять буква Р, обозначающая реверсивные ТП электроприводов, выполненные по перекрестной схеме; У2 (У3, У4) – климатическое исполнение и категория размещения.

Таблица 5

Тип трансформатора	Номинальная мощность, кВА	Напряжение сетевой обмотки, В	Вентильная обмотка		Преобразователь		Потери, Вт		Uк, %	Uхх, %	Габаритные размеры, мм			Масса, кг
			Напряжение, В	Ток, А	Напряжение, В	Ток, А	Pxx	Pкз			L	B	H	
ТСП-10/0,7-УХЛ4	7,3	380	205	20,5	230	25	130	320	4,7	16	625	305	315	85
		500												
		660												
ТСЗП-10/0,7-УХЛ4	7,3	380	205	20,5	230	25	130	320	4,7	16	665	400	360	100
		660												
ТСП-16/0,7-УХЛ4	14,6	380	205	41	230	50	140	550	5,2	10	625	305	385	120
		500												
		660	410	20,5	460	25								
		380												
ТСЗП-16/0,7-УХЛ4	14,6	380	205	41	230	50	140	550	5,2	10	665	400	430	135
		660	410	20,5	460	25								
ТСП-25/0,7-УХЛ4	29,1	380	205	82	230	100	210	1100	5,5	8	645	355	505	160
		500												
		660	410	41	460	50								
		380												
ТСЗП-25/0,7-УХЛ4	29,1	380	205	82	230	100	210	1100	5,5	8	685	410	550	175
		660												
		380	410	41	460	50								
		660												
ТСП-63/0,7-УХЛ4	58	380	205	164	230	200	330	1900	5,5	6	745	405	645	270
		500												
		660	410	82	460	100								
		380												
ТСЗП-63/0,7-УХЛ4	58	380	205	164	230	200	330	1900	5,5	6	790	450	690	290
		660												
		380	410	82	460	100								
		660												
ТСП-100/0,7-УХЛ4	93	380	205	262	230	320	440	2300	5,8	5	865	405	680	405
	660													
ТСЗП-100/0,7-УХЛ4	93	380	205	262	230	320	440	2300	5,8	5	910	490	730	430
	660													
ТСП-125/0,7-УХЛ4	117	380	410	164	460	200	520	2700	5,8	4	865	405	730	450
	660													
ТСЗП-125/0,7-УХЛ4	117	380	410	164	460	200	520	2700	5,8	4	910	490	780	480

Реакторы

В электроприводах применяются однофазные сглаживающие реакторы, включаемые в цепь постоянного тока, и трехфазные токоограничивающие (анодные) реакторы, включаемые в сеть переменного тока.

Сглаживающие реакторы серий ФРОС, СРОС, СРОСЗ, ТРОС включают на стороне выпрямленного тока ТП и выбирают из условия ограничения пульсаций тока значением, допустимым для конкретного двигателя.

Обозначение типов сглаживающих реакторов содержит следующие данные: С (или Ф, или Т) – назначение реактора (С – сглаживающий, Ф – фильтровый, Т – токоограничивающий); Р – наименование изделия (реактор); О – число фаз (однофазный); С – обозначение вида охлаждения (С – естественное воздушное при открытом исполнении, СЗ – естественное воздушное при защищенном исполнении); через тире приводится типовая мощность в киловольт-амперах, после дроби – класс напряжения, кВ (только для реакторов серии ФРОС); У4 (УХЛ4) – климатическое исполнение и категория размещения по ГОСТ-15150-69.

Таблица 6

Тип реактора	Номинальный постоянный ток, А	Номинальная индуктивность, мГн	Активное сопротивление, мОм	Габаритные размеры, мм			Масса, кг
				L	B	H	
ФРОС-65/0,5УЗ	25	1,5	6,8	260	260	610	82
ФРОС-65/0,5УЗ	320	1	4,5	260	260	610	84
ФРОС-125/0,5УЗ	500	0,75	3	310	310	610	120
ФРОС-250/0,5УЗ	250	6,5	17,6	385	380	695	216
ФРОС-250/0,5УЗ	320	4,2	11,5	385	380	695	220
ФРОС-250/0,5УЗ	800	0,6	1,7	385	380	695	215
ФРОС-250/0,5УЗ	1000	0,35	1,1	385	380	695	210
ФРОС-500/0,5УЗ	500	3,25	7,5	480	500	740	340
ФРОС-1000/0,5УЗ	800	2,3	4,7	585	580	740	460
ФРОС-1000/0,5УЗ	800	5	7,2	630	630	790	510
ФРОС-1000/0,5УЗ	1000	1,6	3,1	585	580	740	470

Токоограничивающие реакторы

Токоограничивающие реакторы включают в цепь переменного тока мостовой выпрямительной схемы ТП. Для ТП используют сухие трехфазные токоограничивающие реакторы серии РТСТ.

Условное обозначение типа реактора расшифровывается следующим образом: РТСТ - реактор трехфазный сухой (естественное воздушное охлаждение при открытом исполнении) токоограничивающий; первая группа цифр (после тире) - номинальный фазный ток реактора, А; вторая группа цифр - номинальная индуктивность фазы, мГн; УЗ (либо ТЗ) - климатическое исполнение и категория размещения по ГОСТ 15150-69.

Таблица 7

Тип реактора	Основные параметры			
	Номинальное линейное напряжение питающей сети, В	Номинальный фазный ток, А	Номинальная индуктивность фазы, мГн	Активное сопротивление обмотки, мОм
РТСТ-20,5-1,08УЗ	220	20,5	1,08	175
РТСТ-20,5-1,53УЗ	310	20,5	1,53	220
РТСТ-20,5-2,02УЗ	410	20,5	2,02	265
РТСТ-41-0,54УЗ	220	41	0,54	62
РТСТ-41-0,76УЗ	310	41	0,76	82
РТСТ-41-1,01УЗ	410	41	1,01	102
РТСТ-82-0,27УЗ	220	82	0,27	22,5
РТСТ-82-0,38УЗ	310	82	0,38	29,5
РТСТ-82-0,505УЗ	410	82	0,505	37
РТСТ-165-0,135УЗ	220	165	0,135	8,6
РТСТ-165-0,19УЗ	310	165	0,19	10,7
РТСТ-165-0,25УЗ	410	165	0,25	13
РТСТ-265-0,084УЗ	220	265	0,084	4,5
РТСТ-265-0,118УЗ	310	265	0,118	6,0
РТСТ-265-0,156УЗ	410	265	0,156	7,2
РТСТ-410-0,054УЗ	220	410	0,054	2,5
РТСТ-410-0,076УЗ	310	410	0,076	3,2
РТСТ-410-0,101УЗ	410	410	0,101	3,8
РТСТ-660-0,034УЗ	220	660	0,034	1,3
РТСТ-660-0,048УЗ	310	660	0,048	1,7
РТСТ-660-0,064УЗ	410	660	0,064	2,1
РТСТ-820-0,027УЗ	220	820	0,027	0,95
РТСТ-820-0,038УЗ	310	820	0,038	1,15
РТСТ-820-0,0505УЗ	410	820	0,0505	1,4

Предохранители

Для защиты полупроводниковых преобразователей от короткого замыкания широко применяются быстродействующие плавкие предохранители, которые являются самыми простыми и дешевыми защитными аппаратами.

Для правильного выбора плавкого предохранителя требуется знать: действующее значение тока, протекающее в предохранителе при нормальном режиме работы; действующее или амплитудное значение напряжения между выводами предохранителя после его перегорания; защитный показатель полупроводникового прибора; допустимый для прибора амплитудный аварийный ток; допустимое для прибора перенапряжение, возникающее при перегорании предохранителя; аварийный ток, который должен быть отключен предохранителем.

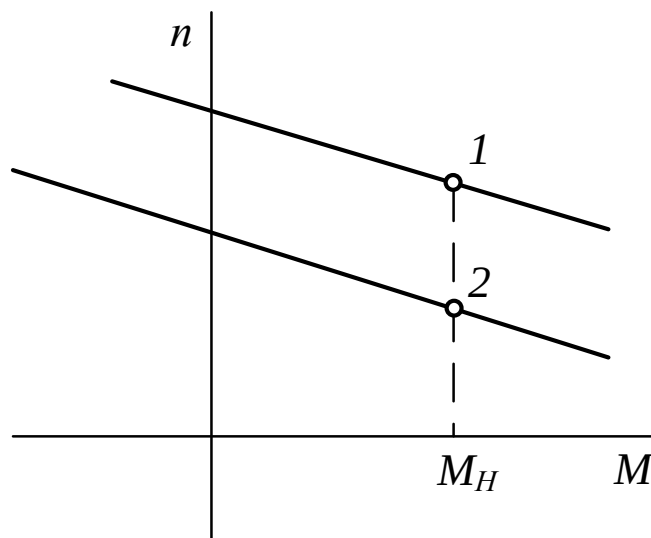
Таблица 8

Тип предохранителя	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток, А	Плотность но- минального тока, А/мм ²	Интеграл плав- ления, А ² ·сек	Полный инте- грал, А ² ·сек	Постоянная вре- мени плавления, сек	Коммутационная способность, кА (действ.)
ПНБ-5	380	250	274	60 000	500 000	0,96	100
ПНБ-5	380	400	340	100 000	700 000	0,62	100
ПБВ-3-250	380	250	-	26 000	250 000	0,42	100
ПБВ-2-400	380	400	-	26 000	250 000	0,16	100
LK	350	250	570	13 850	150 000	0,22	100
LK	350	400	437	60 000	700 000	0,37	100
NG	160	240	570	14 000	50 000	0,24	100
NG	160	400	570	35 000	150 000	0,22	100
GS	320	250	550	15 000	230 000	0,24	100
GS	320	400	512	44 000	750 000	0,275	100

Задание 1

Двигатель постоянного тока независимого возбуждения питается от реверсивного трехфазного нулевого встречно-параллельного управляемого выпрямителя с раздельным управлением группами вентиляей. Последовательно с нагрузкой включен сглаживающий реактор.

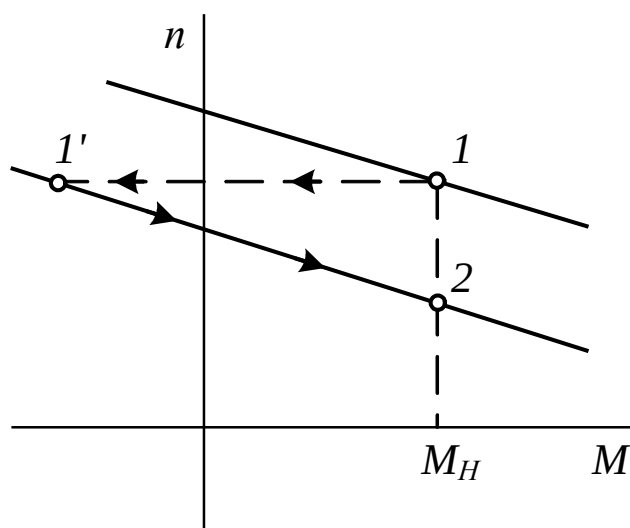
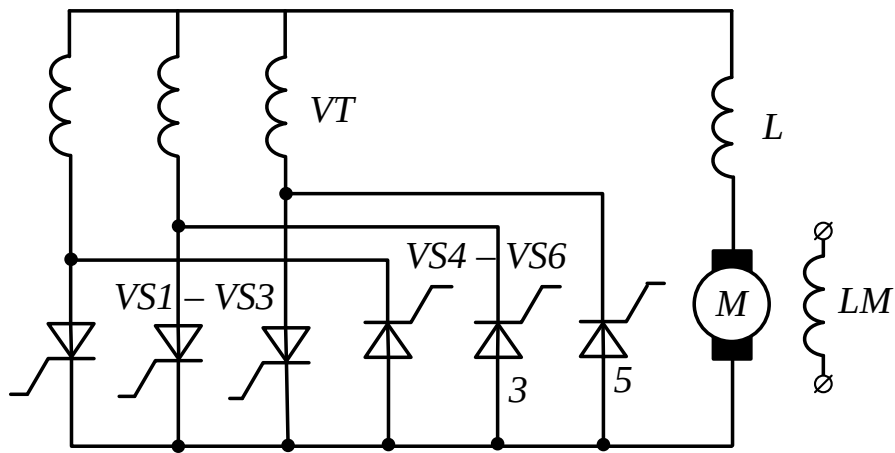
1. Привести силовую схему преобразователя, отразить процесс перехода из точки 1 в точку 2 на электромеханической характеристике для режима перехода двигателя на пониженную скорость (см. рис.). Написать уравнения электромеханической и механической характеристик двигателя постоянного тока. Временем запаздывания системы управления пренебречь.
2. Построить диаграмму выходного напряжения преобразователя при угле управления $\alpha = 60$ эл. град, пренебрегая зонами прерывистых токов.
3. Качественно построить в 4-х квадрантах характеристики электропривода. На характеристиках показать области и участки работы системы тиристорный преобразователь - двигатель в различных режимах: двигательном, рекуперативном торможении (генераторном), противо-включения, динамического торможения.
4. Построить диаграмму уравнивающих напряжений при условии совместного согласованного управления группами вентиляей и ОС $\alpha_1 = 30$ эл. град.
5. Указать причины возникновения зоны прерывистых токов.



Решение

1. Силовая схема

Первичная обмотка трансформатора VT условно не приведена



Переход из точки 1 в точку 2 происходит через точку 1' по траектории, указанной на рисунке.

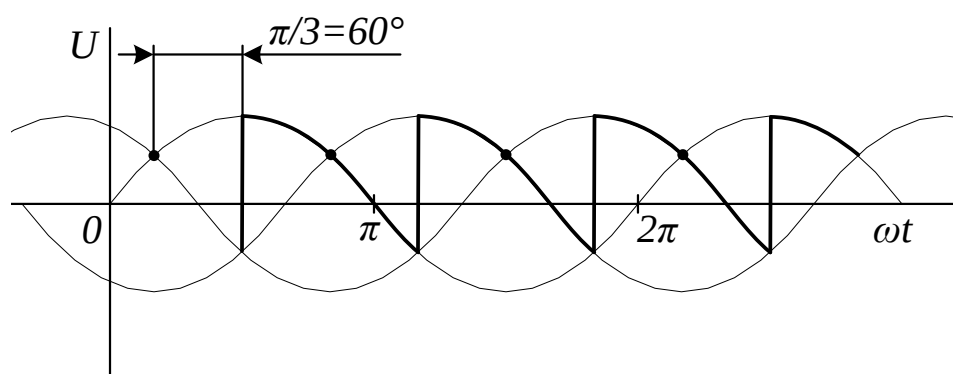
Уравнение электромеханической характеристики:

$$\omega_{\text{дв.}} = \frac{U}{C\Phi} - \frac{IR_a}{C\Phi}$$

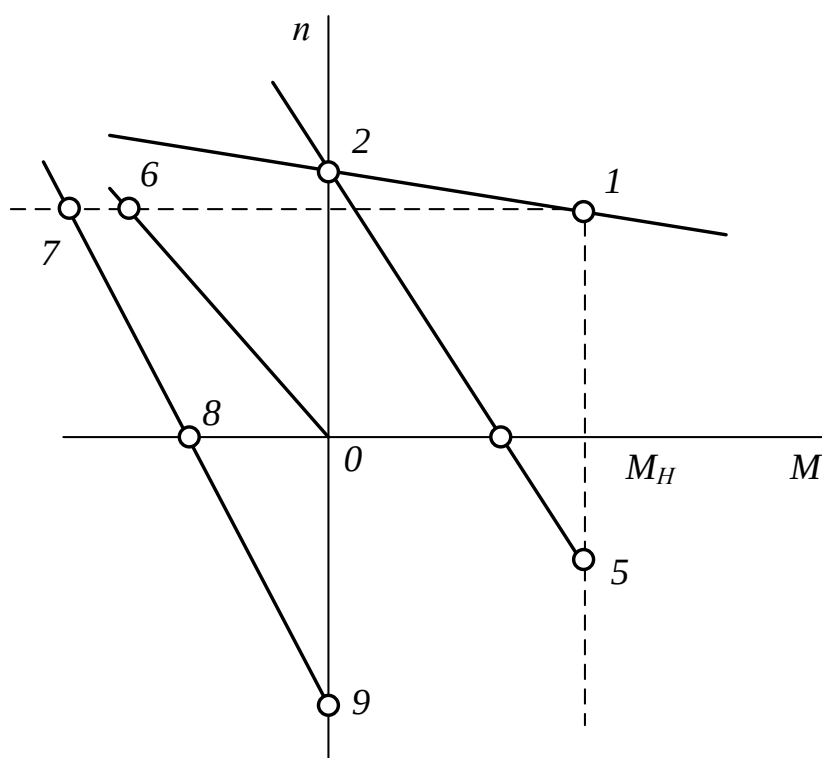
Уравнение механической характеристики:

$$\omega_{\text{дв.}} = \frac{U}{C\Phi} - \frac{MR_a}{(C\Phi)^2}$$

2.



3.



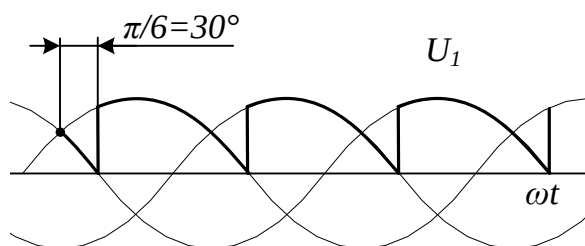
Двигательный режим: 2-1, 2-4, 8-9.

Генераторный режим: 2-3.

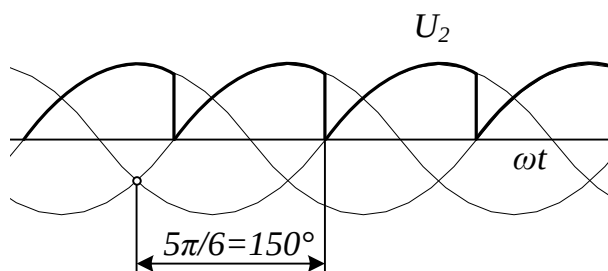
Режим противовключения: 4-5, 7-8.

Режим динамического торможения: 6-0.

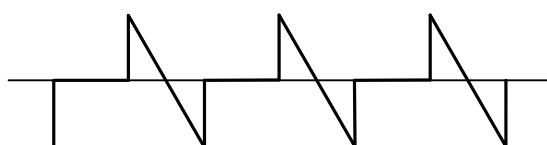
4.



Напряжение на выходе группы VS1 – VS3 – выпрямительный режим $\alpha_1=30^\circ$



Напряжение на выходе группы VS4 – VS6 – инверторный режим $\alpha_5=150^\circ$



Разность U_1-U_2 – уравнительные напряжения

5. Причины возникновения зоны прерывистых токов:

1. Работа на нагрузку с противо ЭДС (например электродвигатель постоянного тока).
2. Работа с большими углами управления α .
3. Малая индуктивность в цепи нагрузки.

Задание 2

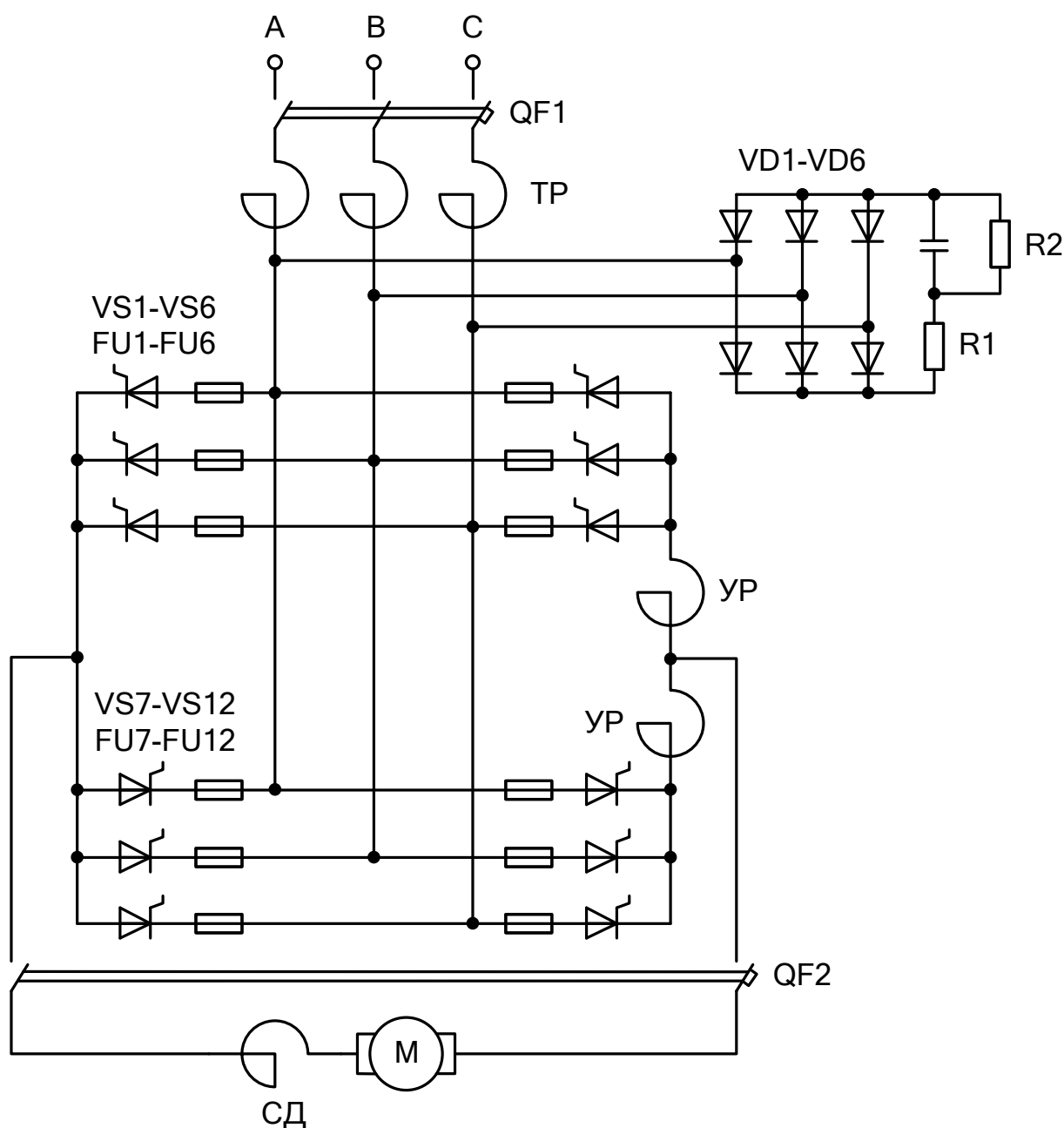
Реверсивный трехфазный мостовой управляемый тиристорный выпрямитель с совместным согласованным управлением группами вентилей работает на двигатель постоянного тока независимого возбуждения со следующими данными: $U_H=440$ В, $P_H=11$ кВт, $n=3150$ об/мин, $\eta=86,5$ %, $R_a=0,322$ Ом, $R_{доп}=0,27$ Ом.

1. Привести силовую схему (бестрансформаторное включение, сеть 380 В). Указать возможные виды защит. Написать уравнения электромеханической и механической характеристик двигателя постоянного тока.
2. Рассчитать средний ток и максимальное обратное напряжение на ключах схемы, привести его обозначение.

3. Указать возможные способы управления группами вентиляй, их достоинства и недостатки.
4. Дать определение и написать уравнения регулировочной характеристики преобразователя при индуктивной нагрузке.
5. Построить естественную электромеханическую характеристику двигателя и определить угол управления α , соответствующий номинальной скорости двигателя при номинальной нагрузке. Сопротивлением преобразователя пренебречь.

Решение

1.



Параллельно каждому тиристорному включается RC-цепь для защиты от коммутационных перенапряжений.

Пояснения к схеме:

VS1-VS6 – тиристоры 1-ой группы;

VS7-VS12 – тиристоры 2-ой группы;

FU1-FU12 – быстродействующие плавкие предохранители;

QF1 – автомат защиты сети;

QF2 – автомат защиты нагрузки;

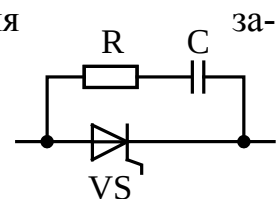
TP – токоограничивающие реакторы;

UP – уравнивающие реакторы;

CD – сглаживающий дроссель;

M – ДПТ;

VD1-VD6, R1, R2, C – защитная RC-цепь с полярным конденсатором большой емкости для снятия перенапряжений, возникающих в сети.



Уравнение электрохимической характеристики: $\omega = \frac{U}{c\Phi} - \frac{I \cdot R_a}{c\Phi};$

Уравнение механической характеристики: $\omega = \frac{U}{c\Phi} - \frac{M \cdot R_a}{(c\Phi)^2}.$

$$2. I_{VS}^{пред} = \frac{k_I \cdot I_{д.н.}}{3} = \frac{1,5 \cdot 28,9}{3} = 14,5 A;$$

$$I_{д.н.} = \frac{P_n}{\eta \cdot U_n} = \frac{11000}{0,865 \cdot 440} = 28,9 A;$$

$$U_{VS}^{обп} = k_3 \cdot k_{cx} \cdot U_2 = 1,5 \cdot \sqrt{6} \cdot 220 = 808,3 B.$$

Обозначение Т 20-9

3. а) раздельное управление группами вентиля;

б) совместное управление группами вентиля.

Раздельное управление.

Достоинства:

1. Отсутствие уравнивающих реакторов и уравнивающих токов.

Недостатки:

1. Наличие паузы раздельного управления;
2. Сложная система управления;
3. Неоднозначность регулировочной характеристики преобразователя.

Совместное управление.

Достоинства:

1. Простая система управления;
2. Максимально возможное быстродействие.

Недостатки:

1. Наличие уравнивающих токов и уравнивающих реакторов.

4. Регулировочная характеристика – зависимость выходной величины от управляющей координаты $U = f(\alpha)$ – для выпрямителей.

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha} \sqrt{6} \cdot U_{2\phi} \cdot \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_{2\phi} \cdot \cos \alpha = 2,34 \cdot U_{2\phi}.$$

$$5. \quad \omega = \frac{U}{c\Phi} - \frac{I \cdot R_a}{c\Phi}; \quad \omega = \frac{2\pi \cdot n_H}{60} = 330 \text{ p/c};$$

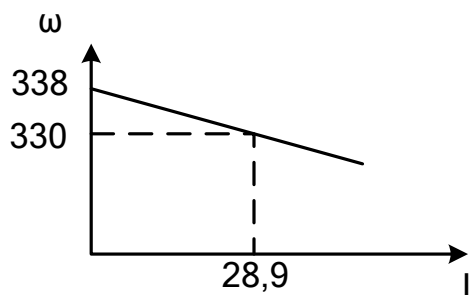
$$c\Phi = \frac{U_H - I_H(R_a + R_{д.н.})}{\omega_H} = \frac{440 - 28,9 \cdot (0,322 + 0,27)}{330} = 1,3;$$

$$\text{при } I = 0 \quad \omega_0 = \frac{U_H}{c\Phi} = 338 \text{ p/c}.$$

$$U_H = U_{d0} \cdot \cos \alpha_H = k_{cx} \cdot U_{2\phi} \cdot \cos \alpha_H;$$

$$\alpha_H = \arccos\left(\frac{U_H}{k_{cx} \cdot U_{2\phi}}\right) = \arccos \frac{440}{2,34 \cdot 220} = 31^\circ.$$

Естественная характеристика.



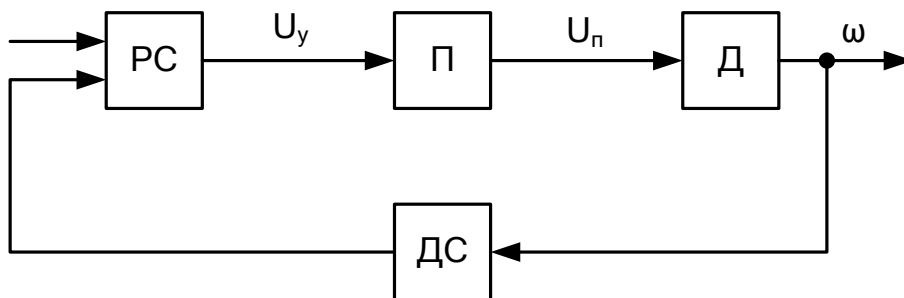
Задание 3

Система: тиристорный преобразователь - двигатель постоянного тока независимого возбуждения с отрицательной обратной связью по скорости. Данные двигателя: $U_H=440$ В, $P_H=11$ кВт, $n=3150$ об/мин, $\eta=86,5$, $R_a=0,322$ Ом, $R_{доп}=0,27$ Ом, $J=1$ кг·м. Преобразователь: номинальное выходное напряжение $U_{пн}=220$ В при номинальном напряжении управления 5 В. Считать характеристику преобразователя линейной, проходящей через начало координат. Датчик скорости - тахогенератор: $U_H=230$ В, $I_H=0,087$ А, $n=4000$ об/мин, $R_a=400$ Ом.

1. Синтезировать структурную схему замкнутой системы. Дать пояснения.
2. Построить естественную характеристику, оценить возможный диапазон регулирования в разомкнутой системе при требуемой статической точности $\sigma_{2тр}=0,2$.
3. Рассчитать требуемый коэффициент передачи регулятора скорости при диапазоне регулирования $D=100$, $\sigma_{2тр}=0,05$. Дать определения или привести выражения для расчета жесткости механической характеристики, диапазона регулирования угловой скорости, статической точности поддержания угловой скорости на заданном уровне.
4. Для увеличения быстродействия электропривода используется форсировка, т.е. повышение напряжения на время пуска. Во сколько раз нужно повысить напряжение по сравнению с номинальным, чтобы при пуске время входа в 5 % зону сократилось в 2 раза. При расчетах принять, что двигатель представлен инерционным звеном первого порядка с постоянной времени T_m , пуск осуществляется на холостом ходу.

Решение

1.



РС – регулятор скорости;

ДС – датчик скорости, тахогенератор;

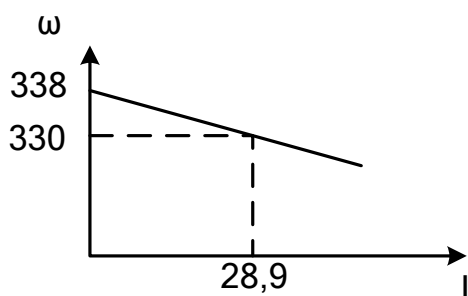
П – преобразователь;

Д – двигатель.

$$2. \quad \omega = \frac{U}{c\Phi} - \frac{I \cdot R_a}{c\Phi}; \quad \omega_n = \frac{2\pi \cdot n_n}{60} = 330 \text{ p/c};$$

$$c\Phi = \frac{U_n - I_n(R_a + R_{\partial.n.})}{\omega_n} = 1,3;$$

$$\text{при } I = 0 \quad \omega_0 = \frac{U_n}{c\Phi} = \frac{440}{1,3} = 338 \text{ p/c}.$$



$$\Delta\omega_{\text{ест}} = 338 - 330 = 8 \text{ p/c};$$

$$\sigma_{2mp} = \frac{\Delta\omega_{\text{есm}}}{\omega_{02}} = \frac{440}{1,3} = 338; \quad \omega_{02} = \frac{\Delta\omega_{\text{есm}}}{\sigma_{2mp}} = \frac{8}{0,2} = 40 \text{ p/c};$$

$$D = \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} = \frac{338}{40} = 8,45.$$

$$3. \quad k_{mp} = \frac{\sigma_{pa31}}{\sigma_{mp2}} \cdot D - 1;$$

$$\sigma_{pa31} = \frac{\Delta\omega_{ect}}{\omega_{01}} = \frac{8}{338} = 0,024;$$

$$k_{mp} = \frac{0,024}{0,05} \cdot 100 - 1 = 47;$$

$$k_{pc} = \frac{k_{mp}}{k_n \cdot k_\partial \cdot k_{mz}} = \frac{47}{44 \cdot 0,77 \cdot 1,58} = 0,88;$$

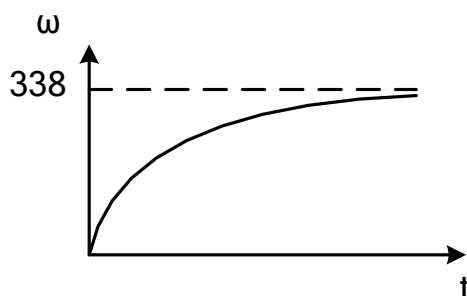
$$k_n = \frac{U_{nh}}{U_{yh}} = \frac{220}{5} = 44;$$

$$k_\partial = \frac{1}{c\Phi} = \frac{1}{1,3} = 0,77;$$

$$k_{mz} = \frac{E_{mzn}}{\omega_{mzn}} = \frac{U_{mzn} - I_{mzn} \cdot R_{amz}}{\omega_{mzn}} = 1,58;$$

$$\beta = \frac{\Delta\omega_{ect}}{\omega_{01}}; \quad D = \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}}; \quad \sigma_{mp} = \frac{\Delta\omega_{mp}}{\omega_0}.$$

4. Переходный процесс имеет вид



Описывается уравнением $\omega = \omega_{уст} (1 - e^{-t/T_M})$.

$$T_M = \frac{J(R_a + R_{\partial n})}{(c\Phi)^2} = 0,35 \text{ с};$$

$$0,95 \cdot \omega_{уст} = \omega_{уст} (1 - e^{-t_{n1}/T_M}) = 8; \quad (1)$$

t_{n1} - время переходного процесса;

$t_{n1} = 1,05 \text{ с}$ – получено из выражения (1);

$$t_{n2} = t_{n1}/2 = 0,525 \text{ с};$$

$$0,95 \cdot \omega_{уст} = \frac{U_2}{c\Phi} \cdot (1 - e^{-t_{n2}/T_M}); \quad (2)$$

t_{n2} - время ускоренного переходного процесса;

$U_2 = 537 \text{ В}$ – получено из выражения (2);

$$k = \frac{U_2}{U_n} = \frac{537}{440} = 1,22.$$

Ответ: увеличить в 1,22 раза.

Учебное издание

Андрей Викторович Иванов
Александр Емельянович Немировский

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ВЫПРЯМИТЕЛИ

Учебное пособие

Редактор – Л.А. Перерукова

Компьютерная верстка – Н.В. Подхомутова

Подписано в печать 23.06.2015. Формат 60 × 84/16

Бумага писчая. Печать офсетная.

Усл.-п.л. 7,4. Тираж 200 экз. Заказ № 332.

Отпечатано: РИО ВоГУ, 160000, г. Вологда, ул. С. Орлова, 6