Некоммерческое акционерное общество

АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ

Кафедра Электрических машин и электропривода

СИЛОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Конспект лекций
для студентов специальности 5В071800 - Электроэнергетика

Алматы 2019

СОСТАВИТЕЛИ: С.Б. Алексеев. Силовые преобразовательные устройства. Конспект лекций для студентов специальности 5В071800 - Электроэнергетика. – Алматы: АУЭС, 2019. – 46 с.

В конспекте лекций рассмотрены основы теории, принципы построения и работы электрических схем силовых полупроводниковых преобразователей, постоянного и переменного тока применяемых в регулируемых электроприводах и других областях электроэнергетики.

Конспект лекций предназначен для студентов, обучающихся по специальности 5В071800 – Электроэнергетика.

Ил. 23, табл. 7, библ. – 4 назв.

Рецензент: доцент Б.К. Курпенов

Печатается по плану издания Некоммерческого акционерного общества «Алматинский университет энергетики и связи» на 2019 г.

©НАО «Алматинский университет энергетики и связи», 2019 г.

Дополнительный план 2019 г., поз.221

Сергей Борисович Алексеев

СИЛОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Конспект лекций
для студентов специальности 5В071800 - Электроэнергетика

Редактор Л.Т Сластихина
Специалист по стандартизации Г.И Мухаметсариева

Подписано в печать_____ Формат 60х84 1/16
Тираж 50 экз. Бумага типографическая №1
Объем 2,9 уч. – изд. л. Заказ ____ Цена 1440 тг.

Копировательно – множительное бюро
некоммерческого акционерного общества
«Алматинский университет энергетики и связи»
050013, Алматы, ул. Байтурсынова, 126

Введение

В настоящее время устройства силовой электроники широко используются во многих производственных процессах и бытовой технике. Связано это не только с освоением новых полупроводниковых приборов, но и с развитием цифровых систем управления, позволяющих реализовать любые требуемые алгоритмы управления.

Наиболее широко полупроводниковые преобразователи представлены в экономичном регулируемом электроприводе постоянного и переменного тока. Благодаря появлению серийных надежных многофункциональных полупроводниковых преобразователей частоты для электроприводов переменного тока, появились новые возможности и подходы к автоматизации многих технологических процессов, что дает ощутимый экономический эффект.

В конспекте лекций даются основные сведения о современных полупроводниковых элементах, применяемых в преобразовательной технике, основы теории, схемы устройств и принцип их работы.

Лекция 1. Полупроводниковые элементы силовых преобразующих устройств

Цель лекции: дать основные сведения о назначении устройств преобразовательной техники изучить их элементную базу.

Электрическая энергия, производимая на электростанциях, передается к приемникам в виде синусоидального напряжения частотой 50Гц и в таком же виде в большинстве случаев потребляется. В то же время значительная доля электроэнергии потребляется в преобразованном виде переменного тока повышенной или регулируемой частоты, постоянного тока, токов специальной формы. Это требует установки между источником и потребителем специальных преобразующих устройств, обеспечивающих заданные параметры напряжения. Основными видами преобразования электрической энергии являются:

а) выпрямление (преобразование переменного тока в постоянный);

б) инвертирование (преобразование постоянного тока в переменный);

в) преобразование частоты (преобразование тока одной частоты в переменный ток другой частоты);

г) регулирование напряжения (преобразование переменного или постоянного напряжения одной величины в другую).

Применяются также и другие виды преобразования (формы, фаз и т.д.), которые могут быть обусловлены конкретными технологическими требованиями.

Стремительное развитие новых технологий в производстве силовых полупроводниковых приборов, удовлетворяющих самым высоким требованиям разработчиков преобразовательной техники, позволило производителям наладить выпуск надежных полупроводниковых преобразователей электрической энергии для различных областей техники. При этом стоит отметить их высокую экономическую эффективность.

Самое широкое применение полупроводниковые преобразователи различного назначения нашли в регулируемом электроприводе, как области наиболее энергоемкой, где замена устаревших способов регулирования скорости позволяет не только обеспечить экономию электроэнергии, но и существенно улучшить технологические показатели работы всего оборудования в целом. В этой сфере приложения преобразовательной техники находят применение все указанные ранее способы преобразования электрической энергии. Управляемые выпрямители - это регулирование скорости электродвигателей постоянного тока по цепи якоря и цепи возбуждения. Инверторы и преобразователи частоты – частотное регулирование скорости асинхронных и синхронных электродвигателей. Различного типа импульсные регуляторы – регулирование скорости электродвигателей как постоянного, так и переменного тока.

Основой для реализации полупроводниковых преобразователей являются такие элементы, как силовые диоды, тиристоры, транзисторные ключи. Производителями освоена широкая номенклатура этих полупроводниковых приборов на различные токи и напряжения, что позволяет разработчикам постоянно совершенствовать и разрабатывать новые схемы с улучшенными техническими параметрами и возможностями.

Силовые тиристоры.

Со времени появления первого триодного тиристора (silicon controlled rectifier, SCR) технология их производства и конструкция постоянно совершенствовались, при этом улучшались их эксплуатационные параметры. Тиристоры данного типа широко применяются в различных схемах выпрямителей, применяемых для управления электродвигателями постоянного тока. Коммутация (выключение) такого тиристора осуществляется путем прерывания проходящего через него тока при переходе синусоиды через ноль. Поэтому применение SCR тиристора в других схемах требовало введения дополнительного коммутирующего устройства, что приводило к усложнению всей схемы в целом.

Одновременно проводились и разработки запираемых по управляющему электроду тиристоров (gate turn-of switch, GTO), что позволяло использовать их в более широком спектре устройств преобразовательной техники.

Основной недостаток первых разработанных тиристоров GTO заключался в необходимости применения защитных RC-цепей, включаемых параллельно тиристору, с целью снижения скорости нарастания прямого напряжения du/dt в момент выключения. Повышение частоты коммутации приводило к значительным потерям в этих цепях, поэтому на практике тиристоры коммутировались с частотой не более 250–300 Гц.

Другой недостаток – необходимость в мощном запирающем импульсе, что значительно усложняло цепи формирования управляющих импульсов и приводило к значительному возрастанию мощности управления.

Появление нового тиристора GCT (gate commutated thyristor), нечувствительного к скорости нарастания напряжения du/dt, позволило отказаться от RC-цепи. Основной особенностью тиристоров GCT является быстрое выключение, которое достигается изменением принципа управления и совершенствованием конструкции прибора. Быстрое выключение реализуется превращением тиристорной структуры в транзисторную при запирании прибора, что делает прибор нечувствительным к скорости du/dt.

Тиристоры GTO и GCT выпускают фирмы Mitsubishi, ABB, российское предприятие ОАО «Электровыпрямитель». Приборы рассчитаны на напряжение до 4500 В и ток до 4000 А.

Следующим крупным достижением в технологии производства запираемых тиристоров стала разработка тиристора с интегрированным блоком управления (драйвером) (integrated gate-commutated thyristor- IGCT),

при этом мощность, необходимая для управления, была снижена в 5 раз по сравнению с GTO.

Таблица 1 - Сравнительный анализ выпускаемых тиристоров

Тип прибора	Преимущества	Недостатки	Области применения
Триодный тиристор SCR	Самые низкие потери во включенном состоянии. Самая высокая перегрузочная способность. Высокая надежность. 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
GTO	Способность к управляемому запиранию. Сравнительно высокая перегрузочная способность. Возможность последовательного соединения. Рабочие частоты до 250 Гц при напряжении до 4 кВ	Высокие потери во включенном состоянии. Очень большие потери в системе управления. Сложные системы формирования управляющих импульсов. Большие потери на переключение.	Электропривод; статические компенсаторы; реактивные мощности; системы бесперебойного питания; индукционный нагрев
IGCT, SGCT	Способность к управляемому запиранию. Перегрузочная способность та же, что и у GTO. Низкие потери во включенном состоянии на переключение. Рабочая частота до единиц кГц. Встроенный блок управления (драйвер).	Более низкая рабочая частота по сравнению IGBT-транзисторами.	Мощные источники питания (инверторная и выпрямительная подстанции линий передач постоянного тока); электропривод (инверторы напряжения и тока для преобразователей частоты и электроприводов различного назначения)

При интегрированном блоке управления катодный ток снижается до того, как анодное напряжение начинает увеличиваться. Это достигается за счет очень низкой индуктивности цепи управляющего электрода, реализуемой путем коаксиального соединения управляющего электрода с многослойной платой блока управления. В результате стало возможным достигнуть значения скорости выключаемого тока 4 кА/мкс. В момент, когда катодный ток становится равным нулю, оставшийся анодный ток переходит в

блок управления, который имеет в этот момент низкое сопротивление. За счет этого потребление энергии блоком управления минимизируется. Тиристор переходит при запирании из p-n-p-n состояния в p-n-p режим за 1мкс, и дальнейшее выключение происходит полностью в транзисторном режиме.

Тиристоры IGCT способны работать с частотами переключения от 500 Гц до 2 кГц, что позволяет применять их в мощных частотно- регулируемых электроприводах с широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения (ШИМ).

Основной производитель IGCT — фирма ABB. Параметры тиристоров по напряжению: 4500 В, 6000 В, по току: 3000 А, 4000 А.

В таблице 1 представлен сравнительный анализ технических характеристик рассмотренных типов тиристоров.

Силовые биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT).

Быстрое развитие в начале 90-х годов технологии силовых транзисторов привело к появлению нового класса приборов - биполярные транзисторы с изолированным затвором (*Insulated Gate Bipolar Transistors* - IGBT). Основные преимущества IGBT высокие значения рабочей частоты (10-20кГц), по сравнению с запираемыми тиристорами, простота и компактность схем управления. Включение и выключение транзистора осуществляются подачей и снятием положительного напряжения между затвором и истоком. Транзисторы IGBT (рисунок 1.1) появились в результате развития технологии силовых транзисторов со структурой металл-оксид-полупроводник (MOSFET-*Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effect-Transistor*), управляемых электрическим полем, и сочетают в себе два транзистора в одной полупроводниковой структуре биполярный (образующий силовой канал) и полевой (образующий канал управления). 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. При этом прямое падение напряжения для современных транзисторов с рабочим напряжением 4500 В и током 1800 А составляет 1,0- 1,5В.

Процесс включения IGBT можно разделить на два этапа. После подачи положительного напряжения между затвором и истоком происходит открытие полевого транзистора (формируется n - канал между истоком и стоком). Движение зарядов из области n в область p приводит к открытию биполярного транзистора и возникновению тока от эмиттера к коллектору. Таким образом, полевой транзистор управляет работой биполярного.

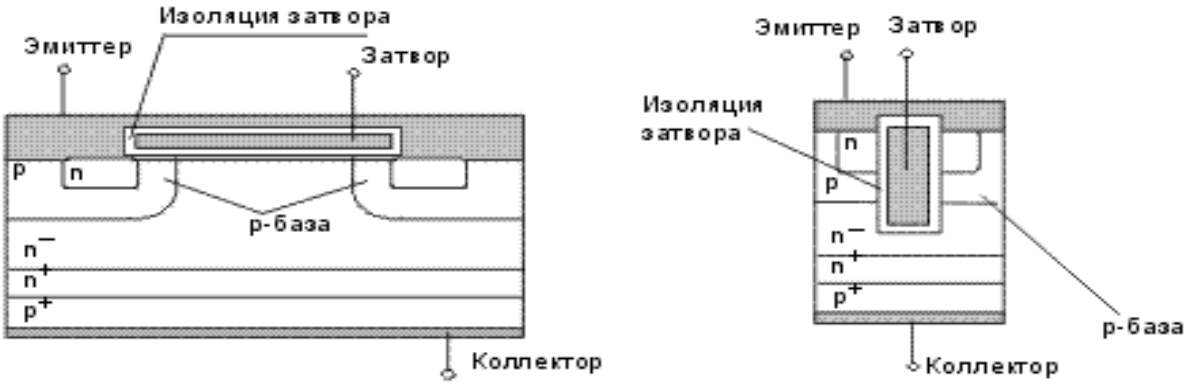


Рисунок 1.1 - Схематичный разрез структуры IGBT

IGBT-модули.

В настоящее время транзисторы IGBT выпускаются, как правило, в виде модулей в прямоугольных корпусах с односторонним прижимом и охлаждением («Mitsubishi», «Siemens», «Semikron» и др.) и таблеточном исполнении с двухсторонним охлаждением («Toshiba Semiconductor Group»).

В модулях IGBT цепи управления (драйверы) непосредственно включены в их структуру. Ток управления IGBT мал, поэтому цепь управления конструктивно компактна. «Интеллектуальные» транзисторные модули (ИТМ), выполненные на IGBT, содержат устройства защиты от токов короткого замыкания; защиту от исчезновения управляющего сигнала; одновременной проводимости в противоположных плечах силовой схемы; исчезновения напряжения источника питания и других аварийных явлений. Предусмотрены также и системы диагностирования. В структуре ИТМ на IGBT предусматривается в ряде случаев система управления с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и однокристальная ЭВМ. Во многих модулях имеется схема активного фильтра для коррекции коэффициента мощности и уменьшения содержания высших гармонических в питающей сети. IGBT-модуль по внутренней электрической схеме может представлять собой единичный IGBT, двойной модуль (*half-bridge*), где два IGBT соединены последовательно (полумост), прерыватель (*chopper*), в котором единичный IGBT последовательно соединён с диодом, однофазный или трёхфазный мост. Во всех случаях, кроме прерывателя, модуль содержит параллельно каждому IGBT встроенный обратный диод. Наиболее распространённые схемы соединений IGB - модулей приведены на рисунке 1.2.

В настоящее время IGBT как класс приборов силовой электроники занимает и будет занимать доминирующее положение для диапазона мощностей от единиц киловатт до единиц мегаватт при создании управляемых выпрямителей и преобразователей частоты для регулируемого электропривода.

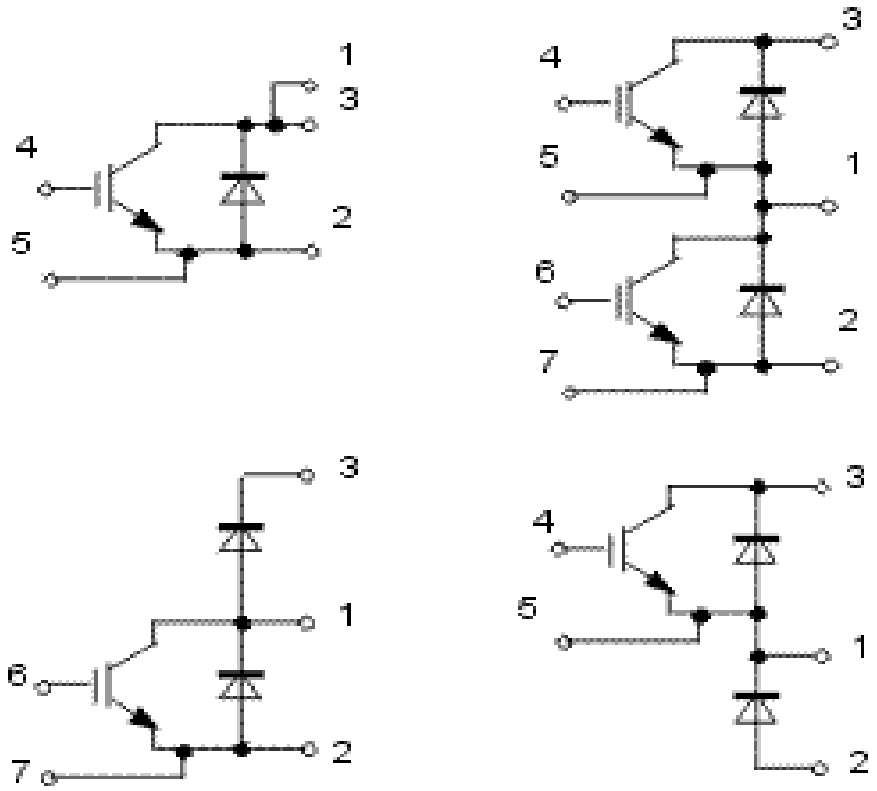


Рисунок 1.2 - Схемы IGBT-модулей

Контрольные вопросы.

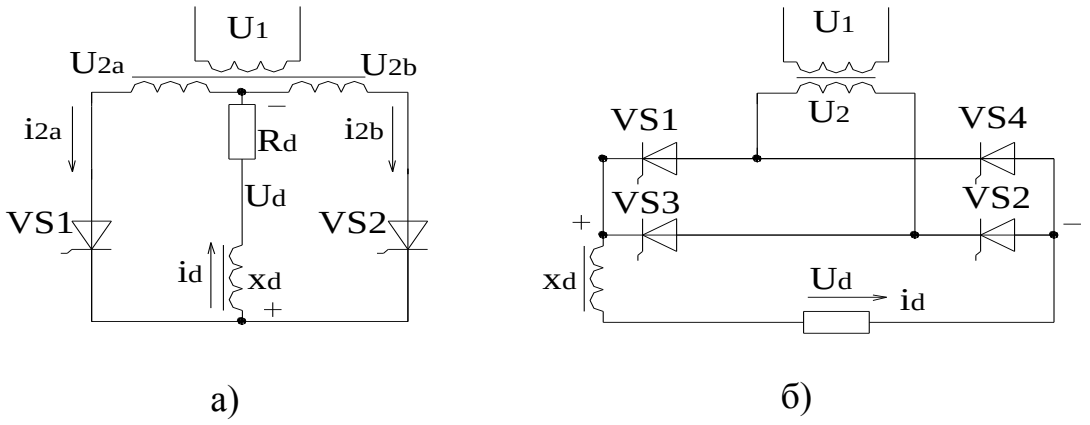
1. Перечислите основные типы и назовите основные параметры управляемых полупроводниковых приборов.
2. Какой вид имеет вольтамперная характеристика тиристора?
3. Объясните работу IGBT- транзистора.
4. Изобразите известные схемы IGBT- модулей.

Лекция 2. Однофазные схемы выпрямителей, работа на активную и индуктивную нагрузку, регулировочные характеристики

Цель лекции: изучить принцип работы однофазных выпрямителей и их основные технические характеристики.

К однофазным двухполупериодным схемам выпрямителей относятся схема со средней точкой и мостовая схема, отличающиеся конструкцией трансформатора и количеством применяемых вентилей (рисунок 2.1). Вентили в схемах могут быть как неуправляемые, так и управляемые. В первом случае выпрямитель на выходе будет иметь постоянное нерегулируемое напряжение, величина которого определяется параметрами трансформатора и самой схемой. Во втором случае выходное напряжение может плавно регулироваться от нуля до определенного максимального

значения изменением угла управления в пределах 0-180^0. При этом максимальное значение выходного напряжения определяется углом управления α = 0 и соответствует напряжению неуправляемого выпрямителя при тех же параметрах трансформатора.



а) – однофазная схема со средней точкой; б) – однофазная мостовая схема.

Рисунок 2.1- Однофазные схемы выпрямителей

Таким образом, работа тиристорных схем, представленных на рисунке 2.1 с углом управления α = 0, полностью соответствует работе таких схем, собранных на неуправляемых вентилях – диодах. Поэтому неуправляемые выпрямители могут быть представлены как частный случай работы управляемого выпрямителя.

В качестве основных режимов рассмотрим случаи работы выпрямителей на следующие виды нагрузок:

а) чисто активная нагрузка;

б) активно-индуктивная нагрузка.

Во всех этих случаях проанализируем работу выпрямителя при угле α = 0 и угле α >0.

Рассмотрим работу схем со средней точкой и мостовой на активную нагрузку с углом α = 0.

Особенностью схемы со средней точкой является то, что вторичная обмотка силового трансформатора создает систему напряжений, сдвинутых по отношению друг к другу на π (u_{2a} и u_{2b}).

Допустим, что в момент перехода синусоиды через нуль (ωt=0) на тиристоре VS1 начинает нарастать положительное напряжение по отношению к средней точке трансформатора. Если в этот момент на управляющий электрод тиристора будет подан отпирающий импульс, то он откроется и по цепи: VS1- нагрузка- средняя точка трансформатора потечет ток, форма которого повторяет форму приложенного напряжения. К

тиристору VS2 на этом этапе будет приложено обратное напряжение, равное разности напряжений двух полуобмоток.

Тиристор VS1 будет находиться во включенном состоянии до тех пор, пока ток, протекающий через него, не станет равным нулю. Так как нагрузка активная, то момент прохождения тока i_{2a} через ноль будет совпадать с моментом снижения до нуля напряжения u_{2a}. Начиная с момента $\omega t = \pi$, напряжение u_{2a} становится отрицательным, а u_{2b}- положительным. Тиристор VS1 закрывается, и отпирающий импульс подается на тиристор VS2. В результате к нагрузке будет приложено напряжение u_{2b}, которое обеспечивает протекание тока через нагрузку в том же направлении. Спустя полупериод, начиная с момента $\omega t = 2\pi$, процесс повторяется.

Мостовая схема выпрямления обеспечивает на нагрузке аналогичную форму напряжения и тока, что и схема со средней точкой. Работа же ее, в отличие от ранее рассмотренной схемы, заключается в одновременном отпирании тиристоров, расположенных в диагонали моста - VS1VS2, а после их выключения - VS3VS4, что обеспечивает однонаправленное протекание тока в нагрузке. Это объясняется тем, что с каждым последующим полупериодом на выходной обмотке трансформатора меняется полярность напряжения и для прохождения тока могут быть включены только те два тиристора, напряжение на которые подано в прямом направлении.

Диаграммы напряжений и токов для схемы со средней точкой в зависимости от режимов работы представлены в таблице 2.1.

Для рассмотренного режима среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке может быть определено путем интегрирования выпрямленного напряжения:

$$U_d = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\sqrt{2}U_2 \sin\vartheta\, d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_2 = 0{,}9U_2, \qquad (2.1)$$

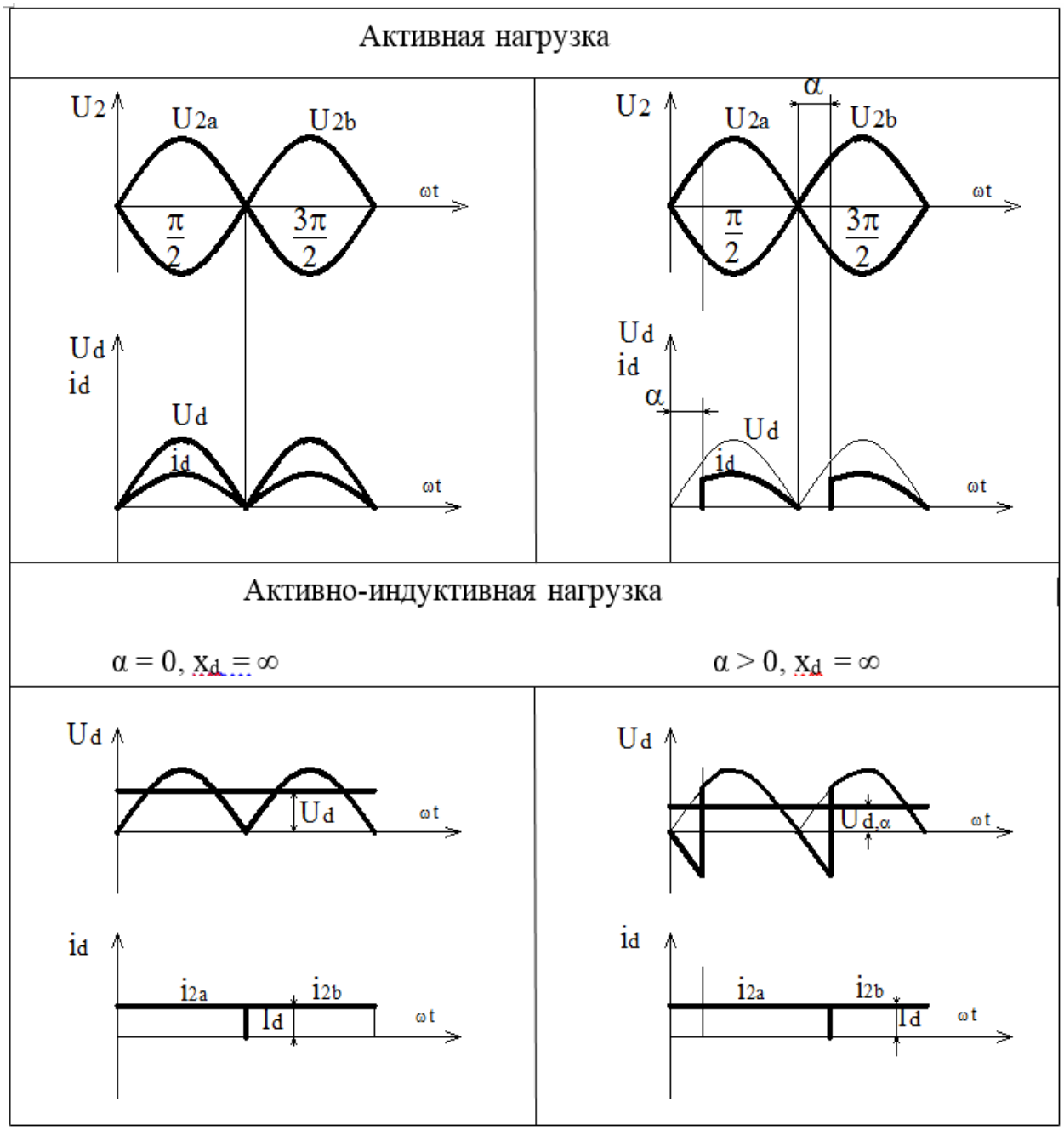
где $\vartheta = \omega t$;

U_2 – действующее напряжение на полуобмотке трансформатора для схемы со средней точкой или напряжение вторичной обмотки для мостовой схемы.

Полученное среднее значение выпрямленного напряжения является максимальным для рассматриваемых схем, а коэффициент, стоящий перед U_2, называется коэффициентом схемы. При угле управления $\alpha > 0$ и активной нагрузке среднее значение выходного напряжения выпрямителя будет уменьшаться с увеличением угла α . Эта зависимость может быть выражена следующей формулой:

$$U_d = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\sqrt{2}U_2 \sin\vartheta\, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi}U_2(1+\cos\alpha). \qquad (2.2)$$

Таблица 2.1



При угле управления α > 0 и активной нагрузке среднее значение выходного напряжения выпрямителя будет уменьшаться с увеличением угла α . Эта зависимость может быть выражена следующей формулой:

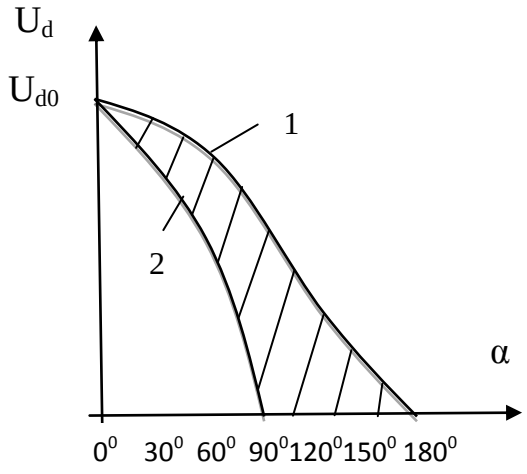
$$U_d = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\sqrt{2}U_2 \sin\vartheta\, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi}U_2(1+\cos\alpha). \qquad (2.3)$$

Обозначив через U_{d0} найденное по выражению (2.1) среднее значение выпрямленного напряжения для неуправляемого выпрямителя (α = 0),

получим более удобную формулу, выражающую зависимость выходного напряжения от угла α:

$$U_d = U_{d0}\frac{1+\cos\alpha}{2}\ . \qquad (2.4)$$

Зависимость среднего значения выходного напряжения от угла α (2.4) называется регулировочной характеристикой и для данного случая представлена кривой - 1 (рисунок 2.2).



1-активная нагрузка; 2-активно-индуктивная нагрузка

Рисунок 2.2

Наиболее часто управляемые выпрямители находят применение для питания якорей и обмоток возбуждения машин постоянного тока. Поэтому наиболее характерным для них является режим работы на активно-индуктивную нагрузку с углом управления α > 0. В этом случае форма выпрямленного тока будет зависеть от индуктивности L_d, частоты пульсаций ω выпрямленного напряжения и активного сопротивления R_d. При этом форма тока становится более сглаженной, и с увеличением индуктивности или частоты выпрямленного напряжения пульсации выпрямленного тока снижаются, а при $X_d = \omega L_d = \infty$ ток становится идеально сглаженным (таблица 2.1).

Наличие индуктивности L_d в цепи постоянного тока при углах управления α > 0 приводит к тому, что после прохождения напряжения через нуль в находящемся в проводящем состоянии тиристоре продолжает протекать ток за счет энергии, накопленной в индуктивности. При достаточно большой индуктивности этот тиристор будет проводить ток до тех пор, пока не будет подан управляющий импульс на следующий тиристор. За счет этого процесса обеспечивается непрерывность тока в нагрузке, а в кривой выходного напряжения появляются отрицательные участки, что в свою очередь приводит к снижению среднего выпрямленного напряжения (таблица 2.1).

Среднее выпрямленное напряжение на нагрузке найдем путем интегрирования кривой напряжения в интервале от α до α + π по формуле:

$$U_d = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha}\sqrt{2}U_2\sin\vartheta\, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi}U_2\cos\alpha = U_{d0}\cos\alpha. \qquad (2.5)$$

Согласно (2.5), среднее значение выпрямленного напряжения становится равным нулю при α = π / 2, поскольку в выпрямленном напряжении площади положительного и отрицательного участков равны

между собой и постоянная составляющая отсутствует. Регулировочная характеристика для этого случая представлена кривой 2 (рисунок 2.2).

В заштрихованной области между кривыми 1 и 2 располагаются регулировочные характеристики для случая, когда энергии накопленной в индуктивности оказывается недостаточно для обеспечения протекания тока i_d в течение половины периода, и тогда ток прерывается через проводящий тиристор раньше, чем будет подан импульс на следующий тиристор. Такой режим при активно-индуктивной нагрузке называется режимом с прерывистым выпрямленным током.

При прерывистом токе трансформатор и тиристоры схемы работают в более тяжелом режиме, так как при одном и том же среднем значении выпрямленного тока действующее значение токов в элементах схемы увеличивается. Поэтому в мощных выпрямителях, работающих в широком диапазоне изменения угла α, индуктивность L_d выбирают из условия обеспечения непрерывности выпрямленного тока.

В таблице 2.2 приведены основные расчетные коэффициенты для однофазных двухполупериодных схем со средней точкой и мостовой.

Таблица 2.2

Схема выпрямления	Коэффициенты			
	$K_{сх} = \frac{U_{d0}}{U_2}$	$K_u = \frac{U_{обр.м}}{U_{d0}}$	$K_I = \frac{I_2}{I_d}$	$K_s = \frac{S_T}{U_d I_d}$
Однофазная схема со средней точкой	0,9	3,14	0,785	1,34
Однофазная мостовая схема	0,9	1,57	0,785	1,0

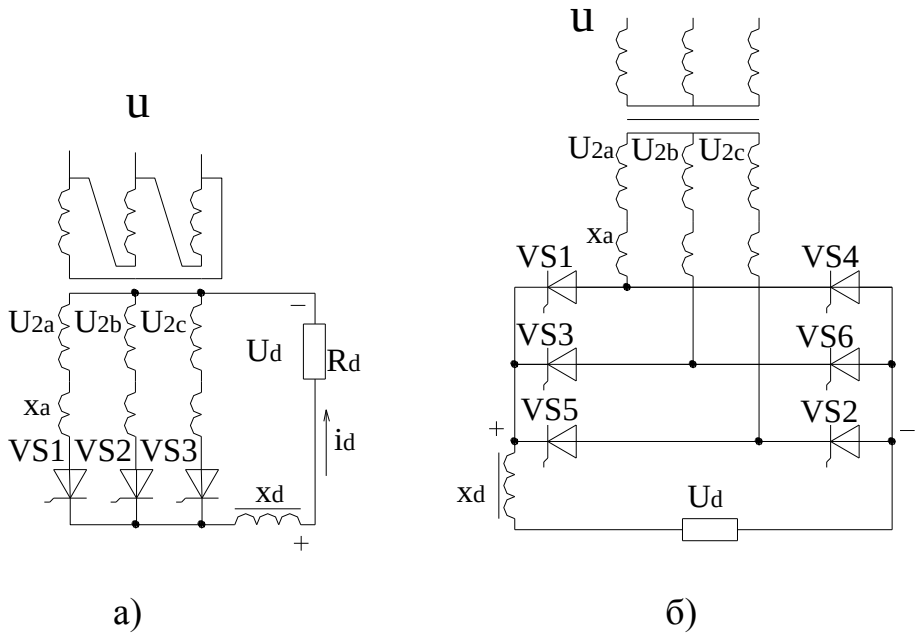
Контрольные вопросы.

1. Объясните работу однофазной нулевой схемы выпрямителя.
2. Объясните работу однофазной мостовой схемы выпрямителя.
3. Какой вид имеет диаграмма выходного напряжения мостового выпрямителя при работе на активную нагрузку?
4. Какой вид имеет диаграмма выходного напряжения мостового выпрямителя при работе на активно-индуктивную нагрузку?
5. Объясните режим прерывистых токов выпрямителя.
6. Что называется регулировочной характеристикой выпрямителя?

Лекция 3. Трехфазные схемы выпрямителей, работа на активную и индуктивную нагрузку, регулировочные характеристики

Цель лекции: изучить принцип работы трехфазных выпрямителей и их основные технические характеристики.

Трехфазные схемы выпрямителей превосходят по своим параметрам однофазные схемы и находят применение в установках средней и большой мощности. Выпрямители трехфазного питания равномерно нагружают сеть трехфазного тока, причем мостовые схемы отличаются высоким коэффициентом использования трансформатора. На рисунке 3.1 представлены нулевая и мостовая схемы трехфазных выпрямителей.



а - нулевая схема; б – мостовая схема.

Рисунок 3.1 - Трехфазные схемы выпрямителей

Трехфазная нулевая схема является составным элементом более сложных трехфазных схем. Как видно из диаграмм таблицы 3.2, принцип ее работы довольно прост и заключается в последовательной подаче импульсов управления на тиристоры, подключенные в данный момент времени к наиболее положительной фазе. Для угла $\alpha = 0$ это точки пересечения фазных напряжений. При регулировании выпрямленного напряжения отсчет угла управления происходит вправо от этих точек. Данная схема является однотактной, поскольку ток в каждой из обмоток трансформатора протекает только в одном направлении в течение полупериода. В результате токи вторичных обмоток имеют пульсирующий характер и содержат постоянные составляющие, вызывающие поток вынужденного подмагничивания магнитопровода трансформатора, что может привести к насыщению магнитопровода. Это обстоятельство вызывает необходимость завышать

расчетную мощность трансформатора или применять более сложную вторичную обмотку *зигзаг* для ликвидации этого явления.

Для угла управления α = 0 как для чисто активной, так и активно-индуктивной нагрузки среднее выпрямленное напряжение определим путем интегрирования кривой u_d за треть периода:

$$U_d = \frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6}^{5\pi/6}\sqrt{2}U_2\sin\vartheta\, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi}U_2 = 1{,}17U_2, \qquad (3.1)$$

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

Если угол α регулируется в диапазоне от 0 до π/6**,** то как при чисто активной, так и при активно-индуктивной нагрузке выпрямленный ток является непрерывным. Среднее выпрямленное напряжение в этой области углов α при различном характере нагрузки описывается одним аналитическим выражением:

$$U_d = \frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha}\sqrt{2}U_2\sin\vartheta\, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi}U_2\cos\alpha = U_{d0}\cos\alpha. \qquad (3.2)$$

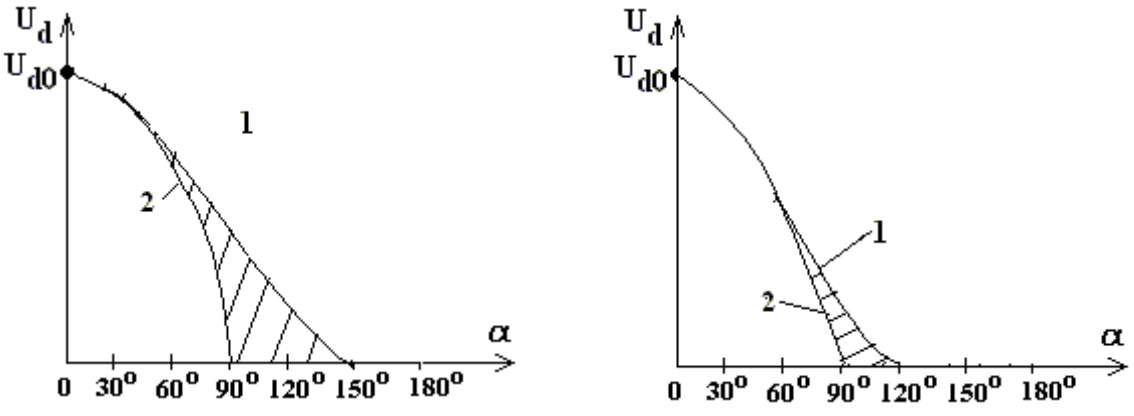
При угле α=π/6 кривая мгновенных значений выпрямленного напряжения доходит в моменты переключения тиристоров до нуля. Такой режим называется гранично- непрерывным. Дальнейшее увеличение угла α (α> π/6) при активной нагрузке приводит к прерыванию выпрямленного тока и к появлению в выпрямленном напряжении участков с нулевым значением. Среднее выпрямленное напряжение в этом случае запишется следующим образом:

$$U_d = \frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha}\sqrt{2}U_2\sin\vartheta\, d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi}U_2\,[1+\cos(\pi/6+\alpha)]. \qquad (3.3)$$

При активно-индуктивной нагрузке, когда $x_d = \infty$**,** режим непрерывного тока сохраняется и при углах больших π/6. В этом случае среднее значение выпрямленного напряжения может быть определено по формуле (3.2) во всем диапазоне углов от 0 до π/2.

В регулировочных характеристиках для данной схемы можно выделить две характерные зоны изменения угла α (рисунок 3.2 а). В первой зоне ($0 < \alpha < 30^0$) как при активной, так и при активно-индуктивной нагрузке регулировочная характеристика соответствует формуле (3.2). Во второй зоне ($30 < \alpha < 150^0$) характеристика описывается формулой (3.3). В режиме непрерывного тока при углах (30 <α <90) и активно-индуктивной нагрузке для регулировочной характеристики становится справедливой формула (3.2).

Заштрихованная область соответствует семейству характеристик в режимах прерывистого тока i_d.



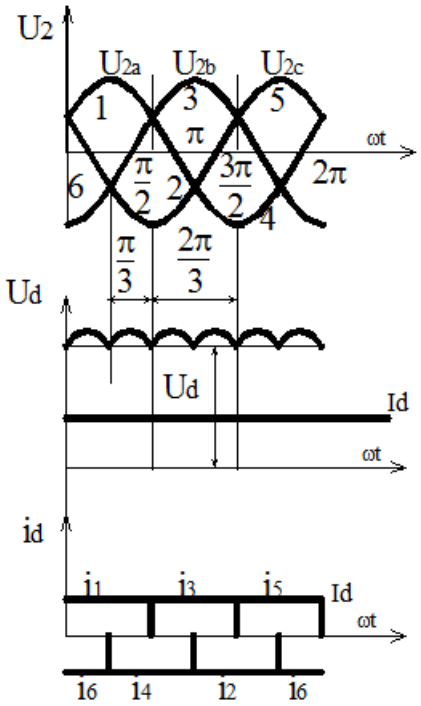
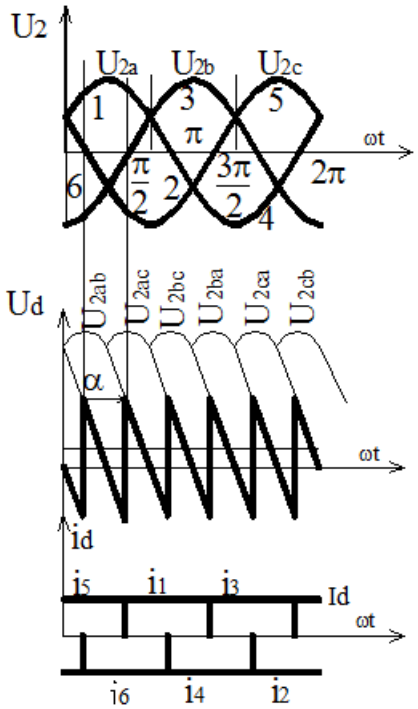
а) б)

а – нулевая схема; б – мостовая схема;
1- активная нагрузка; 2- активно-индуктивная нагрузка.

Рисунок 3.2- Регулировочные характеристики трехфазных выпрямителей

Схема трехфазного мостового выпрямителя состоит из двух, соединенных последовательно, трехфазных нулевых схем. Тиристоры, у которых в общую точку соединены катоды, образуют катодную группу, а тиристоры, у которых соединены в общую точку аноды - анодную группу. Нагрузка подключается между точками соединения катодов и анодов тиристоров. Если в схеме с нулевой точкой ток нагрузки создается под действием фазного напряжения, то в мостовой - под действием линейного напряжения. Для протекания тока нагрузки необходимо, чтобы были в проводящем состоянии два тиристора - один в катодной группе, другой в анодной. Из катодной группы в открытом состоянии будет находиться тот тиристор, напряжение анода которого имеет положительную полярность относительно нулевой точки трансформатора и наибольшую величину по сравнению с другими вентилями. Из анодной группы открытое состояние принимает тот из вентилей, напряжение катода которого в данный момент является наибольшим и имеет отрицательную полярность. Согласно диаграммы, порядок работы тиристоров следующий – 6.1; 1.2; 2, 3; 3,4; 4,5; 5,6 и т. д. (таблица 3.2). Интервал проводимости каждого тиристора составляет $2\pi/3$, а интервал совместной работы двух тиристоров $\pi/3$. За период питания происходит шесть переключений тиристоров. Частота пульсаций выпрямленного напряжения при питании от сети 50 Гц составляет 300 Гц.

Таблица 3.2 - Диаграммы напряжений и токов трехфазного мостового выпрямителя

Активно-индуктивная нагрузка	
$\alpha = 0$, $x_d = \infty$	$\alpha > 0$, $x_d = \infty$
	

Следует отметить, что в трехфазной мостовой схеме ток в обмотках трансформатора носит знакопеременный характер и имеет равные значения в положительный и отрицательный полупериоды. Это исключает возможность подмагничивания трансформатора, что является одним из существенных достоинств данной схемы.

Среднее значение выпрямленного напряжения для угла $\alpha = 0$ вычисляется на интервале повторяемости, равном $\pi/3$:

$$U_d = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/3}^{2\pi/3}\sqrt{6}U_2\sin\vartheta\, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}U_2 = 2{,}34U_2, \qquad (3.4)$$

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

При изменении угла α в диапазоне от 0 до $\pi/3$ как при активной, так и при активно-индуктивной нагрузке выпрямленный ток i_d имеет непрерывный характер. Поэтому среднее значение выпрямленного напряжения может быть найдено следующим образом:

$$U_d = \frac{3}{\pi}\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha}\sqrt{6}U_2\sin\vartheta\, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}U_2\cos\alpha = U_{d0}\cos\alpha. \qquad (3.5)$$

Угол $\alpha = \pi/3$ соответствует для активной нагрузки гранично-непрерывному режиму. При углах $\alpha > \pi/3$ и активной нагрузке наступает режим прерывистых токов. При этом в кривых выпрямленного напряжения и тока появляются нулевые паузы (таблица 3.2).

Для этого режима работы среднее выпрямленное напряжение при регулировании α определяется по формуле:

$$U_d = \frac{3}{\pi}\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha}\sqrt{6}U_2\sin\vartheta\, d\vartheta = U_{d0}\,[1+\cos(\pi/3+\alpha)]. \qquad (3.6)$$

При активно-индуктивной нагрузке ($x_d = \infty$) и углах управления $\alpha > \pi/3$ за счет большой индуктивности в диапазоне до $\pi/2$ сохраняется режим непрерывного тока и среднее значение выпрямленного напряжения определяется по формуле (3.5).

Регулировочные характеристики трехфазной мостовой схемы для данных режимов представлены на рисунке 3.2 б.

Основные параметры вентилей и расчетные соотношения в схеме определим для наиболее характерного режима работы выпрямителя с $x_d = \infty$: максимальное значение обратного напряжения на вентиле:

$$U_{обр.м} = \sqrt{2}\,U_{2л};$$

- среднее значение тока вентиля:

$$I_{в.ср} = I_d / 3;$$

- действующее значение тока вентиля:

$$I_в = I_d / \sqrt{3};$$

- действующие токи фаз обмоток трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}\,I_d; \quad I_1 = \frac{1}{K_T}\sqrt{\frac{2}{3}}\,I_d;$$

- расчетные мощности обмоток трансформатора:

$$S_1 = S_2 = S_T = \frac{\pi}{3}\,P_{dн} = 1{,}05P_{dн}.$$

В таблице 3.1 приведены основные расчетные коэффициенты для рассмотренных трехфазных схем.

Таблица 3.1

Схема выпрямления	Коэффициенты			
	$K_{сх} = \frac{U_{d0}}{U_2}$	$K_u = \frac{U_{обр.м}}{U_{d0}}$	$K_I = \frac{I_2}{I_d}$	$K_s = \frac{S_T}{U_d I_d}$
Трехфазная нулевая	1,17	2,09	0,577	1,46
Трехфазная мостовая	2,34	1,05	0,815	1,045

Контрольные вопросы.

1. Объясните работу трехфазной нулевой схемы выпрямителя.

2. Объясните работу трехфазной мостовой схемы выпрямителя.

3. Какой вид имеет диаграмма выходного напряжения трехфазного нулевого выпрямителя при работе на активную нагрузку с углом управления равным 60^0?

4. Какой вид имеет диаграмма выходного напряжения трехфазного мостового выпрямителя при работе на активную нагрузку с углом управления равным 90^0?

5. Какой вид имеет диаграмма выходного напряжения трехфазного мостового выпрямителя при работе на активную нагрузку с углом управления равным 60^0

Лекция 4. Процесс коммутации токов в выпрямителях. Внешние характеристики выпрямителей

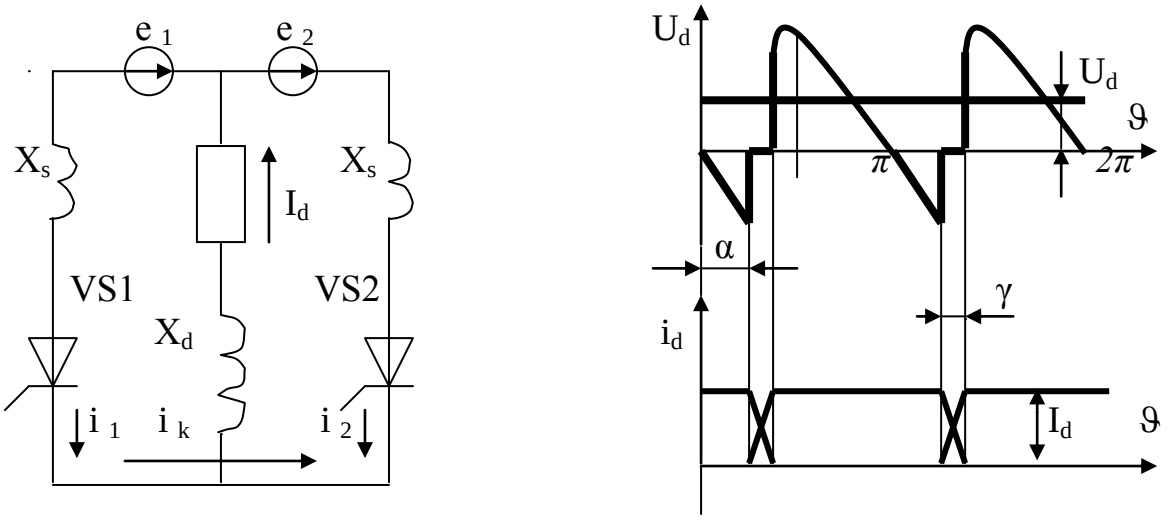
Цель лекции: изучить процессы, связанные с коммутацией тока в выпрямителях и их влияние на параметры выпрямителей.

Во всех ранее рассмотренных случаях работы идеализированного выпрямителя процесс перехода тока с одного вентиля (диода, тиристора) на другой (процесс коммутации) происходил мгновенно. В реальных схемах из-за наличия в цепи коммутации определенной индуктивности, обусловленной в основном потоками рассеяния в магнитной системе трансформатора, процесс коммутации имеет определенную длительность. Время, в течение которого происходит переход тока с одного вентиля на другой, называется углом коммутации (γ).

Помимо индуктивного сопротивления, на процесс коммутации влияет и активное сопротивление обмоток, но его влияние в нормальных режимах значительно меньше.

Наличие процесса коммутации вносит существенные изменения в работу реальной схемы: изменяются формы кривых токов и напряжений на элементах выпрямителя, высшие гармоники в кривой выпрямленного напряжения и потребляемого тока, а также вид внешних и регулировочных характеристик.

Поскольку процессы коммутации в различных схемах выпрямления аналогичны, рассмотрим эти процессы на наиболее простой однофазной двухполупериодной схеме. На рисунке 4.1 представлены эквивалентная схема и диаграммы выходного напряжения и тока двухполупериодного выпрямителя со средней точкой. Индуктивности рассеяния учтены эквивалентной индуктивностью L_S, представляющей собой суммарную индуктивность вторичной обмотки и приведенную индуктивность первичной обмотки.



а) б)

а) эквивалентная схема; б) диаграммы напряжений и токов.

Рисунок 4.1- Процесс коммутации в однофазной нулевой схеме

Предположим, что в проводящем состоянии находится тиристор VS1. В следующий момент времени, обусловленный углом α, поступает отпирающий импульс на тиристор VS2, и он открывается. Начиная с этого момента, оба тиристора VS1 и VS2 будут включены и вторичные обмотки трансформатора оказываются замкнутыми накоротко. Под воздействием э.д.с. вторичных обмоток в короткозамкнутой цепи возникает коммутирующий ток i_k. При этом тиристор VS1 начинает закрываться, а VS2 открываться.

В результате решения уравнений, описывающих процесс коммутации в [3], получено выражение, из которого может быть определен угол коммутации γ:

$$I_d = \frac{\sqrt{2}}{X_s} U_2 [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \qquad (4.1)$$

Если обозначить угол коммутации γ при угле α = 0 через γ_0, то получим следующее выражение для определения угла γ:

$$\gamma = \arccos[\cos\alpha + \cos\gamma_0 - 1] - \alpha. \qquad (4.2)$$

Поскольку в процессе коммутации мгновенное значение выпрямленного напряжения снижается до нуля, то падает и среднее выпрямленное напряжение на выходе выпрямителя. Потери напряжения могут быть определены следующим образом

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma}\sqrt{2}\,U_2 \sin\vartheta\, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \qquad (4.3)$$

Используя (2.34), получим зависимость, связывающую индуктивное падение напряжения в выпрямителе с током нагрузки:

$$\Delta U_x = I_d\, x_a \,/\, \pi\,. \qquad (4.5)$$

Подобное снижение напряжения в трехфазной схеме с нулевой точкой составит:

$$\Delta U_x = 3I_d\, x_a / 2\pi\,; \qquad (4.6)$$

в трехфазной мостовой:

$$\Delta U_x = 3I_d\, x_a / \pi. \qquad (4.7)$$

Из полученных выражений (4.5- 4.7) видно, что характер зависимости индуктивного падения напряжения от тока нагрузки одинаков при всех углах управления. Формула для определения среднего выпрямленного напряжения принимает следующий вид:

$$U_d = U_{d0} \cos\alpha \; - \Delta U_x. \qquad (4.8)$$

Внешней характеристикой выпрямителя называется зависимость выпрямленного напряжения от среднего значения тока нагрузки $U = f(I_d)$. Внешняя характеристика определяется внутренним сопротивлением выпрямителя, которое приводит к снижению выпрямленного напряжения с ростом нагрузки. Снижение напряжения обусловлено активным сопротивлением схемы ΔU_R, падением напряжения в вентилях ΔU_B и индуктивным сопротивлением ΔU_x, которое проявляется при процессах коммутации.

Соответственно внешнюю характеристику выпрямителя (при $L_d = \infty$) можно записать в виде следующего уравнения:

$$U_d = U_{d0} \cos\alpha - \Delta U_R - \Delta U_B - \Delta U_x. \qquad (4.9)$$

Согласно (4.9), выходное напряжение выпрямителя снижается по мере увеличения тока нагрузки I_d за счет внутреннего падения напряжения. В зависимости от мощности выпрямителя влияние активных и реактивных элементов схемы в этом процессе различно. Обычно в маломощных выпрямителях преобладает влияние активного сопротивления обмоток трансформатора, а в мощных – индуктивного сопротивления рассеяния трансформатора.

Необходимо отметить, что при значениях тока нагрузки, не превышающих номинальное, внутреннее падение напряжения выпрямителей, как правило, составляет не более 15-20% напряжения U_{d0}. Однако при перегрузках и режимах, близких к короткому замыканию, становится

существенным влияние внутренних сопротивлений схемы. Кроме того, в трехфазных и многофазных схемах при перегрузках изменяется характер электромагнитных процессов, влияющих на ход внешней характеристики. Если для однофазных выпрямителей внешняя характеристика описывается одним уравнением во всем диапазоне изменения тока нагрузки, то в трехфазном мостовом выпрямителе с ростом тока нагрузки изменяются режимы работы схемы и уравнения, описывающие внешнюю характеристику.

В качестве примера рассмотрим внешние характеристики однофазной двухполупериодной схемы от холостого хода до короткого замыкания при идеально сглаженном выпрямленном токе ($L_d = \infty$).

Составляющие падения напряжения в схеме удобно представить в относительных единицах, приняв в качестве базисного значения напряжение:

$$U_{d0} = 2\sqrt{2}U_2 / \pi.$$

Тогда относительные падения напряжения могут быть записаны в виде:

$$\Delta U_{R*} = \frac{I_d R_\phi}{2\sqrt{2}U_2}(\pi - \gamma); \qquad \Delta U_{B*} = \frac{\Delta U_B \pi}{2\sqrt{2}U_2}; \qquad \Delta U_{X*} = \frac{I_d x_s}{2\sqrt{2}U_2}, \qquad (4.10)$$

где $R_ф = R'_{ф1} + R_{ф2}$ – эквивалентное активное сопротивление фазы трансформатора;

$R'_{ф1}$ – приведенное ко вторичной обмотке активное сопротивление фазы первичной обмотки;

$R'_{ф2}$ – активное сопротивление фазы вторичной обмотки (полуобмотки в схеме со средней точкой).

Для записи в относительных единицах уравнения (4.9) в качестве базисного значения тока используют ток короткого замыкания схемы $I_{dк}$ (при $R_d = 0$), который для схемы со средней точкой равен:

$$I_{dK} = 2\sqrt{2}U_2 / x_s. \qquad (4.11)$$

Уравнение (4.9) с учетом (4.10) и (4.11) принимает вид:

$$U_{d*} = \cos\alpha - I_{d*}\left[1 + \frac{R_\phi}{x_s}(\pi - \gamma)\right] - \Delta U_{в*}. \qquad (4.12)$$

На рисунке 4.2 представлено семейство внешних характеристик однофазной схемы со средней точкой (без учета падений напряжения в вентилях и активных сопротивлениях) для различных углов α в диапазоне от холостого хода до тока короткого замыкания.

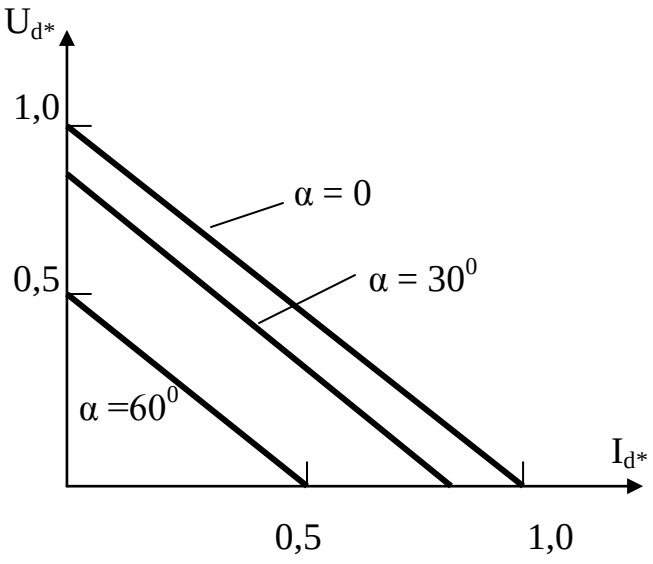


Рисунок 4.2 - Внешние характеристики однофазной нулевой схемы со средней точкой

Контрольные вопросы.

1. Что называется углом коммутации?
2. Какие элементы выпрямителя определяют величину угла коммутации -ɤ?
3. Какой вид имеет уравнение внешней характеристики?
4. Объясните процесс коммутации тока на примере однофазной нулевой схемы выпрямителя.
5. Какие элементы схемы выпрямителя влияют на длительность процесса коммутации?

Лекция 5. Преобразователи постоянного и переменного напряжения

Цель лекции: изучить принцип работы широтно-импульсных преобразователей постоянного напряжения и регуляторов переменного напряжения.

Полупроводниковые регуляторы постоянного напряжения применяются в случаях, когда напряжение на нагрузке, питаемой от источника постоянного тока с фиксированным уровнем напряжения (аккумулятор, неуправляемый выпрямитель), необходимо стабилизировать на заданном уровне или плавно регулировать в широких пределах.

Рассматриваемые далее преобразователи основаны на использовании импульсных методов преобразования и регулирования постоянного напряжения. Поэтому их называют импульсными преобразователями (ИП).

В своем составе такой преобразователь содержит силовой ключевой элемент (тиристор, транзистор), с помощью которого нагрузка с регулируемой длительностью подключается и отключается от источника постоянного напряжения.

Выходное напряжение таких преобразователей характеризуется последовательностью импульсов прямоугольной формы с длительностью $t_и$ и паузой $t_п$, амплитуда которых близка к напряжению источника питания E.

Регулирование напряжения на нагрузке можно осуществить изменением интервала проводимости ключа при постоянной частоте переключения ключа (широтно-импульсный метод) или изменением частоты переключения при постоянном интервале проводимости ключа (частотно-импульсный метод). При этом регулируется относительное время проводимости ключа, что приводит к плавному изменению среднего напряжения на нагрузке.

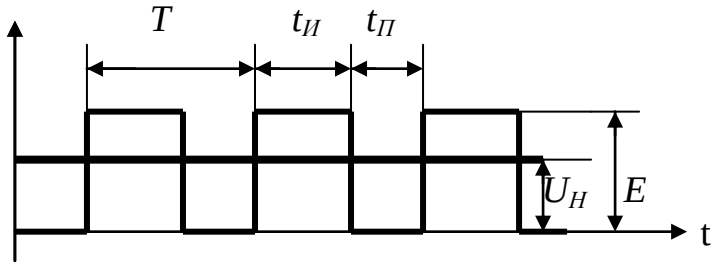


Рисунок 5.1- Выходное напряжение на нагрузке при использовании метода ШИР

Широтно-импульсный метод регулирования (ШИР) осуществляется изменением длительности (ширины) выходных импульсов $t_и$ (рисунок 5.1) при неизменном периоде их следования (T = const, f = 1/T = const). Среднее значение выходного напряжения преобразователя при широтно-импульсном регулировании связано с напряжением питания соотношением:

$$U_н = \frac{t_и}{T} E = \gamma E, \qquad (5.1)$$

где $\gamma = t_и/T$ – коэффициент регулирования.

В соответствии с (5.1) диапазон регулирования выходного напряжения ИП с ШИР составляет от нуля ($t_и$ = 0, γ = 0) до E ($t_и = T$, γ = 1).

При частотно-импульсном методе регулирования (ЧИР) изменение выходного напряжения производится за счет изменения частоты следования выходных импульсов (f = 1/T = var) при неизменной длительности ($t_и$ = const). Регулировочные возможности преобразователя характеризуются соотношением:

$$U_н = \frac{t_и}{T} E = t_и f E. \qquad (5.2)$$

Выходному напряжению, равному E, здесь соответствует предельная частота следования импульсов, равная $1/t_и$, а нулевому выходному напряжению – нулевая частота $f \to 0$.

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

Требуемого качества выходного напряжения с точки зрения пульсаций здесь добиваются так же, как и в выпрямителях, включением между выходом преобразователя и нагрузкой сглаживающего фильтра.

В регулируемом электроприводе постоянного тока применяются реверсивные ИП, которые обеспечивают не только регулирование выходного напряжения, но и изменение его полярности.

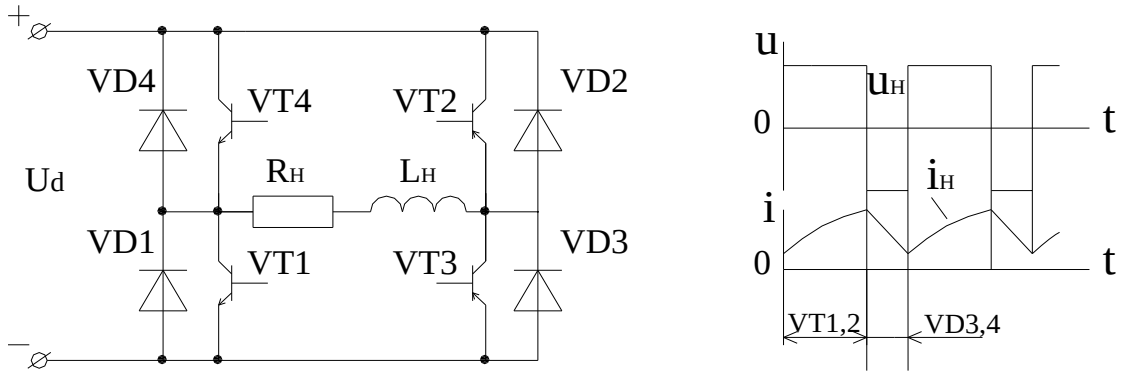


Рисунок 5.2 - Схема реверсивного ИП и форма выходного напряжения и тока

Реверсивные ИП обычно выполняют по мостовой схеме с нагрузкой, включенной в диагональ моста. На рисунке 5.2 представлена схема реверсивного ИП на силовых транзисторах. Встречно-параллельно транзисторам подключены диоды, предназначенные для создания цепи протекания тока активно-индуктивной нагрузки при закрытых транзисторах.

Рассматриваемые преобразователи допускают несколько способов управления транзисторами.

Способ управления, показанный на рисунке 5.2, характеризуется поочередным переключением накрест лежащих транзисторов. В течение периода работы схемы вначале проводит ток одна пара транзисторов, а затем другая. Выходное напряжение преобразователя имеет вид двуполярной кривой. Среднее значение этого напряжения находят из соотношения:

$$U_н = \frac{t_{и1} - t_{и2}}{T} E = E(2\gamma - 1), \qquad (5.3)$$

где $t_{и1}$ – интервал проводимости транзисторов VT1 и VT2 (длительность импульса положительной полярности);

$t_{и2}$ – интервал проводимости транзисторов VT3 и VT4 (длительность импульса отрицательной полярности).

Таким образом, среднее значение выходного напряжения равно нулю при $\gamma = 0{,}5$, положительно при $\gamma > 0{,}5$ и отрицательно при $\gamma < 0{,}5$.

Недостатком рассмотренного способа управления являются значительные пульсации выходного напряжения, что требует применения большой индуктивности сглаживающего дросселя.

Пульсации уменьшаются при переходе к режиму управления транзисторами, при котором на интервале $t_{и1}$ или $t_{и2}$ создается нулевой уровень (пауза) напряжения на выходе. В схеме это обеспечивается переводом тока нагрузки на одном из указанных интервалов в короткозамкнутый контур, создаваемый транзистором и диодом общей вентильной группы, например, анодной.

На интервале $t_{и}$ при формировании регулируемого выходного напряжения положительной полярности открыты транзисторы VT1, VT2. Для создания паузы $t_{п}$ транзистор VT1 закрывают, а транзистор VT2 оставляют открытым. При этом ток нагрузки переходит в короткозамкнутый контур с транзистором VT2 и диодом VD4. Образование очередного импульса в кривой выходного напряжения осуществляется отпиранием транзистора VT1.

Формирование регулируемого напряжения отрицательной полярности производится за счет переключения транзистора VT3 при постоянно открытом транзисторе VT4. На интервалах паузы ток нагрузки протекает через транзистор VT4 и диод VD2.

Преобразователи, имеющие в своем составе неуправляемый выпрямитель и импульсный регулятор, имеют высокий к. п. д. и коэффициент мощности во всем диапазоне регулирования выходного напряжения и являются в определенных случаях конкурентоспособными по отношению к управляемым выпрямителям. На базе этих преобразователей выпускаются электроприводы для металлообрабатывающих станков.

Вместе с тем широтно-импульсным преобразователям присущи и недостатки:

- импульсный режим работы регулирующего элемента приводит к необходимости устанавливать выходные фильтры, что вызывает инерционность процесса регулирования в замкнутых системах;
- высокие скорости включения и выключения тока в силовой цепи приводят к возникновению радиопомех.

Построение регулируемых преобразователей переменного напряжения основывается на использовании полупроводникового коммутатора, функцию которого чаще всего выполняют два включенных встречно-параллельно тиристора в цепи с питающим переменным напряжением и нагрузкой. В таких устройствах применяют фазовые, ступенчатые, фазоступенчатый, широтно-импульсный на пониженной частоте и другие методы регулирования переменного напряжения.

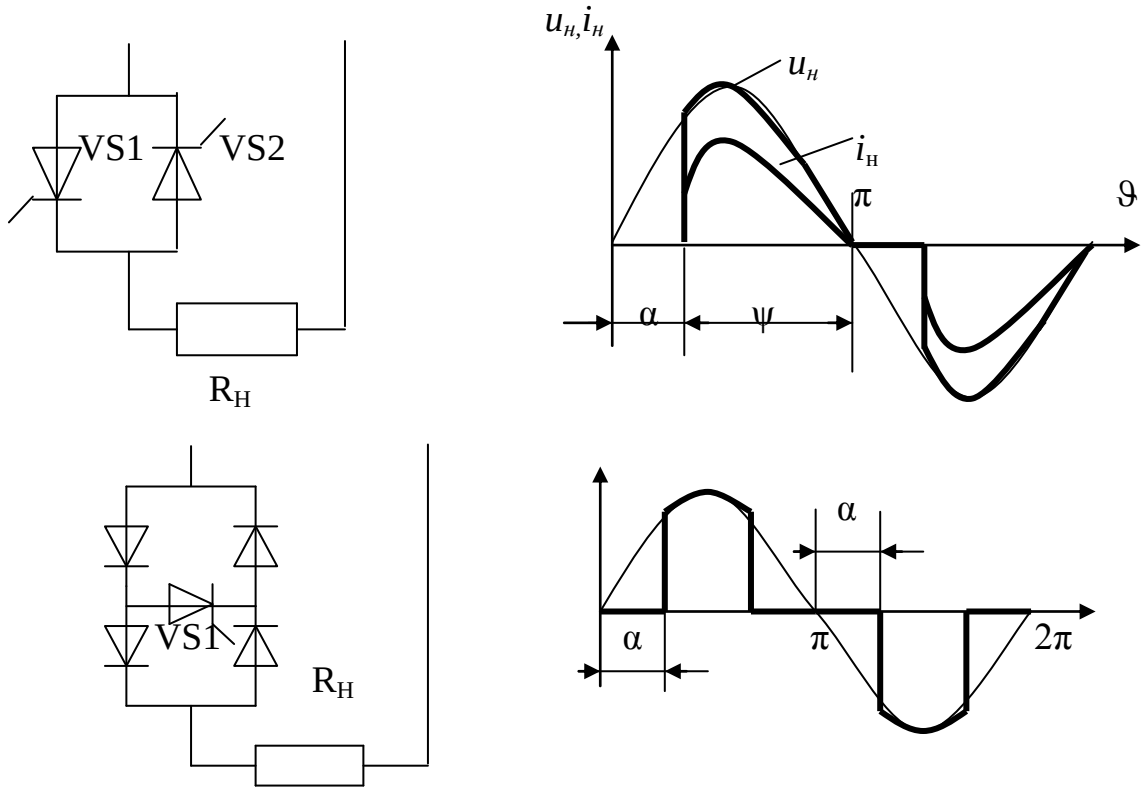


Рисунок 5.3 - Фазовые методы регулирования

Фазовые методы регулирования базируются на управлении действующим значением переменного напряжения на нагрузке путем изменения длительности открытого состояния одного из включенных встречно-параллельно тиристоров (рисунок 5.3) в течение полупериода частоты сети.

Характер зависимости действующего значения напряжения на нагрузке от угла α (регулировочную характеристику) для фазового регулирования с отстающим и опережающим углами управления α находят соответственно из соотношений:

$$U_н = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}(\sqrt{2}\cdot U)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta},\ U_н = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi-\alpha}(\sqrt{2}\cdot U)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} \quad (5.4)$$

или в относительных единицах при чисто активной нагрузке:

$$\frac{U_н}{U} = \sqrt{\frac{1}{\pi}(\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin^2 2\alpha)}, \quad (5.5)$$

где U-действующее значение переменного напряжения на входе ($U=U_1$ при отсутствии и $U=U_2$ при наличии входного трансформатора), равное

выходному напряжению при α=0. Аналогичную зависимость для двухстороннего фазового регулирования находят из выражения:

$$U_н = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi-\alpha}(\sqrt{2}U)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta}, \qquad (5.6)$$

откуда

$$\frac{U_H}{U} = \sqrt{\frac{1}{\pi}(\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)}. \qquad (5.7)$$

Трехфазные преобразователи переменного напряжения с фазовым регулированием выполняются по аналогии с однофазными

Трехфазные тиристорные регуляторы (рисунок 5.4) нашли широкое применение в электроприводе переменного тока как пускорегулирующие устройства. Они применяются в качестве бесконтактных пускателей и в так называемых устройствах «мягкого пуска» и регулирования скорости, обеспечивающих плавный, безударный пуск асинхронных электродвигателей (АД). В механизмах с АД, не требующих глубокого регулирования скорости, эти преобразователи более предпочтительны, чем преобразователи частоты, так как имеют простую схему, большую надежность и меньшую стоимость.

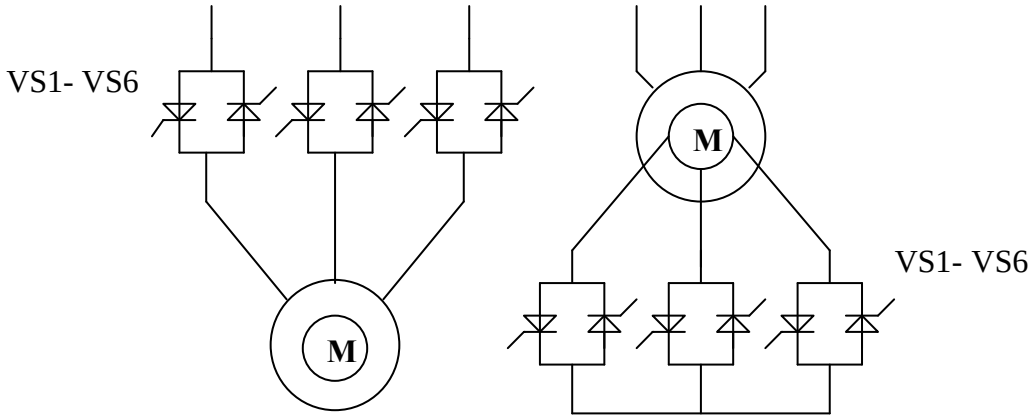


Рисунок 5.4 - Применение тиристорных регуляторов в электроприводе

Контрольные вопросы.

1. Объясните принцип широтно-импульсного регулирования.
2. Объясните принцип частотно-импульсного регулирования.
3. Объясните назначение и принцип работы реверсивного ИП.
4. Покажите, какой вид имеет выходное напряжение и ток реверсивного ИП.
5. Какие методы применяются при регулировании переменного напряжения?

Лекция 6. Преобразователи частоты на основе инверторов напряжения и тока

Цель лекции: изучить назначение и принцип работы автономных инверторов напряжения и тока методы формирования выходного напряжения.

Автономные инверторы тока.

Автономные инверторы – это устройства, преобразующие постоянный ток в переменный с постоянной или регулируемой частотой и работающие на автономную нагрузку, не содержащую источников активной энергии той же частоты, что и выходная частота инвертора. При этом частота, напряжение и его форма на выходе определяются режимом работы автономного инвертора, в отличие от инвертора, ведомого сетью, выходные, частота и напряжение которого соответствуют параметрам сети.

По характеру протекающих в схеме электромагнитных процессов автономные инверторы подразделяются на инверторы тока, инверторы напряжения и резонансные инверторы.

Так же, как и выпрямители, инверторы различаются по мощности, напряжению, числу фаз вторичной обмотки трансформатора, способу регулирования выходного напряжения, по схеме инвертирования и другим факторам.

Работа автономного инвертора и его технико-экономические показатели в основном определяются схемой инвертирования, под которой, как правило, понимают схему соединения вентильных элементов и элементов для их коммутации, а также трансформатора и в отдельных случаях входного или выходного фильтра (если последний оказывает непосредственное влияние на процесс инвертирования). От схемы инвертирования зависят форма кривой выходного напряжения, форма кривой потребляемого тока, внешняя (или нагрузочная) характеристика, к. п. д. инвертора, допустимое изменение коэффициента мощности нагрузки (указываемого обычно по основной гармонике напряжения на нагрузке), максимальное (мгновенное) значение тока нагрузки, определяющее для большинства схем порог устойчивой работы инвертора.

Автономный инвертор тока *(*АИТ*)* – это инвертор, форма тока на выходе которого определяется только порядком переключения тиристоров (транзисторов) инвертора, а форма напряжения зависит от характера нагрузки. Питание АИТ должно производиться от источника тока. Если АИТ питается от управляемого выпрямителя, то перевод выпрямителя в режим регулируемого источника тока обычно достигается либо путем включения сглаживающего реактора очень большой индуктивности, либо посредством охвата выпрямителя сильной отрицательной обратной связью по току и использования сглаживающего реактора, индуктивность которого достаточна для сглаживания пульсаций выпрямленного тока.

На рисунке 6.1 представлены схема и диаграммы напряжения и тока на нагрузке для однофазного мостового АИТ на запираемых тиристорах, которые формируются путем последовательного переключения пар тиристоров VS1,VS2 и VS3,VS4. Нагрузка таких схем носит, как правило, емкостной характер, так как при индуктивной нагрузке из-за скачкообразного изменения тока возникали бы перенапряжения, нарушающие нормальную работу элементов схемы.

В схемах инверторов, рассчитанных на работу с нагрузкой индуктивного характера, предусматриваются устройства для отвода части энергии, накопленной в индуктивности нагрузки.

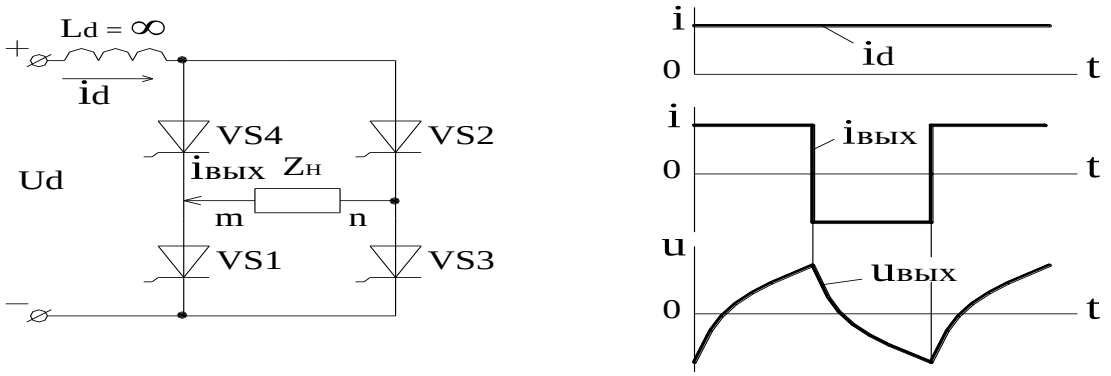


Рисунок 6.1- Схема однофазного инвертора тока и диаграммы напряжения и тока

Схема трехфазного АИТ и диаграммы тока в нагрузке показаны на рисунке 6.2. Для идеализированного инвертора можно считать, что входной ток идеально сглажен, а на выходе формируются токи прямоугольной формы. При этом каждый тиристор проводит ток на интервале длительностью 2π/3.

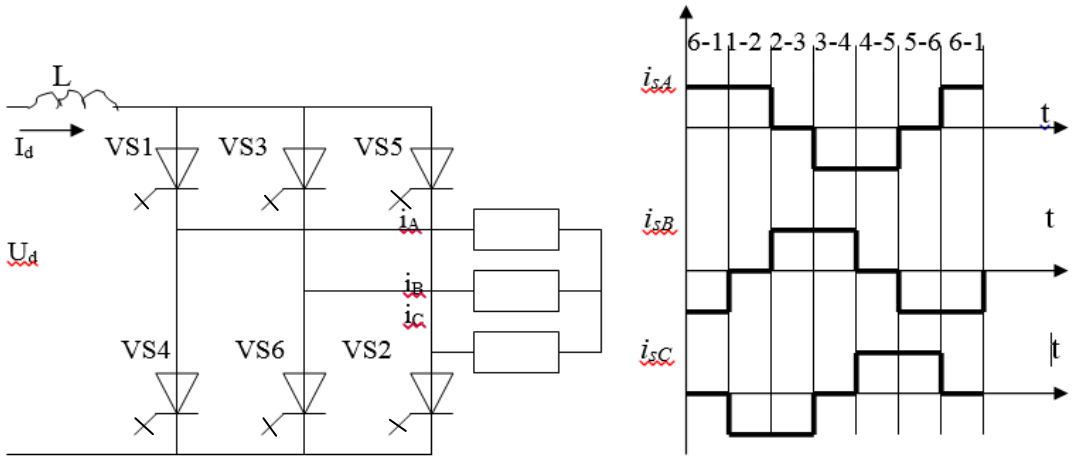


Рисунок 6.3 - Схема и диаграммы токов в нагрузке трехфазного инвертора тока

Тиристоры VS1–VS6, поочередно переключаясь, распределяют ток I_d по фазам нагрузки (порядок переключения указан на диаграмме). Ток в нагрузке имеет прямоугольно-ступенчатую форму, причем форма тока не зависит от нагрузки и ее характера, а определяется лишь порядком переключения тиристоров. Таким образом, действующее значение тока в нагрузке и 1-я гармоника его связаны с постоянным током, потребляемым от источника, однозначными соотношениями

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{3} I_d}; \tag{6.1}$$

$$I_{s1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d. \tag{6.2}$$

Напряжение на выходе АИТ и его форма определяются нагрузкой и ее характером. Действующее значение первой гармоники напряжения на нагрузке можно определить из условия равенства мощностей, потребляемых инвертором и нагрузкой. Пренебрегая потерями в вентилях и потерями в нагрузке от высших гармоник, можно записать

$$U_d I_d = 3 U_{s1} I_{s1} \cos\varphi_{s1}, \tag{6.3}$$

где φ_{s1} – угол сдвига между первыми гармониками напряжения и тока в нагрузке.

Тогда:

$$U_{s1} = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \frac{U_d}{\cos\varphi_{s1}}. \tag{6.4}$$

Таким образом, напряжение на нагрузке при постоянном напряжении источника питания (U_d = const) не сохраняется постоянным, а изменяется приблизительно обратно пропорционально коэффициенту мощности нагрузки.

Если нагрузкой АИТ является машина переменного тока, то изменение момента на ее валу приводит к существенному изменению напряжения на ее выводах. Поэтому в практических системах электропривода с АИТ используются различные обратные связи, направленные на стабилизацию напряжения на двигателе или на регулирование его по заданному закону с целью обеспечения необходимого магнитного потока машины.

Автономные инверторы напряжения.

Автономный инвертор напряжения (АИН) – это инвертор, форма напряжения на выходе которого определяется только порядком переключения тиристоров (транзисторов) инвертора, а форма тока зависит от характера нагрузки. Питание АИН должно производиться от источника

напряжения (ЭДС). При работе АИН на реактивную нагрузку должна быть обеспечена возможность обмена реактивной энергией между нагрузкой и источником постоянного напряжения, для чего параллельно входу АИН устанавливается конденсатор достаточно большой емкости, а встречно-параллельно переключающей схеме АИН подключается так называемый обратный выпрямитель. Это позволяет току в нагрузке протекать со сдвигом по фазе по отношению к напряжению.

На рисунке 6.4 представлены схема однофазного АИН на полностью управляемых тиристорах и формы напряжения на активно-индуктивной нагрузке и тока в ней, а также показаны интервалы работы тиристоров и диодов. Для АИН характерны однозначная зависимость выходного напряжения от входного и практическая независимость выходного напряжения от изменения нагрузки и ее коэффициента мощности. Это является существенным достоинством АИН при работе на двигатель переменного тока и обусловливает предпочтительное использование АИН в разомкнутых системах управления скоростью двигателей переменного тока и при питании группы двигателей.

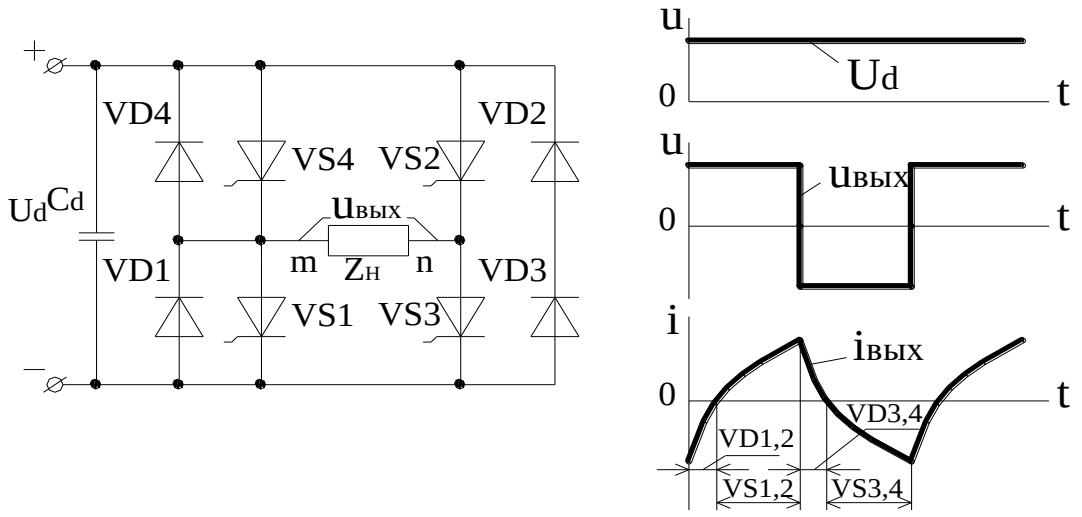


Рисунок 6.4 - Схема однофазного инвертора напряжения, диаграммы напряжения и тока

При переходе двигателя, питаемого от АИН, в генераторный режим работы изменяется направление тока на входе АИН (если выход обратного выпрямителя подключен к входу АИН), но не изменяется полярность напряжения в звене постоянного тока. Однако ток через выпрямитель, питающий АИН, в силу его односторонней проводимости не может изменить своего направления. Поэтому оказывается невозможным передать энергию в сеть, и энергия, вырабатываемая машиной переменного тока, будет накапливаться в звене постоянного тока – в конденсаторе фильтра, что приведет к недопустимому возрастанию напряжения на нем. Для передачи

энергии из звена постоянного тока в питающую сеть необходимо изменить направление тока в выпрямителе, что возможно в случае реверсивного выпрямителя, т. е. необходимо ввести в схему ведомый сетью инвертор, включенный встречно-параллельно основному выпрямителю. Другим приемом организации отдачи энергии от двигателя в сеть является применение активного выпрямителя на входе инвертора, позволяющего работать как в режиме выпрямления, так и в режиме инвертирования. В отличие от инверторов тока, инверторы напряжения в трехфазном исполнении имеют более сложный характер электромагнитных процессов и соответственно режимов работы схемы. На работу трехфазных инверторов напряжения влияют такие факторы, как схема соединения нагрузки (звезда или треугольник), способ регулирования выходного напряжения, характер нагрузки и т.д.

Рассмотрим простейший случай, когда инвертор (рисунок 6.5) выполнен на полностью управляемых элементах (транзисторах), активные потери в схеме равны нулю, а продолжительность открытого состояния каждого транзистора равна π. Нагрузка активно-индуктивная и соединена в треугольник.

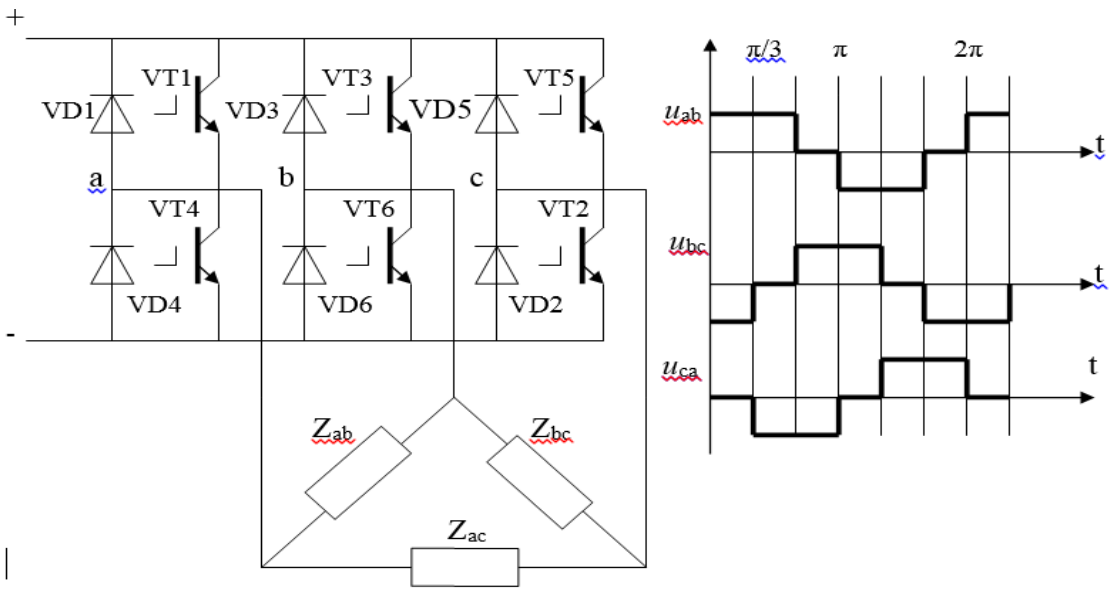


Рисунок 6.5- Схема трехфазного инвертора напряжения

Переключение транзисторов в порядке, показанном на рисунке 6.3, приводит к формированию на выходе инвертора напряжений прямоугольной формы, первые гармоники которых сдвинуты друг относительно друга на угол, равный 2π/3, и образуют трехфазную симметричную систему напряжений. Так как нагрузка имеет активно-индуктивный характер, то токи в фазах отстают от напряжений. Для возврата энергии из нагрузки в источник постоянного тока в схеме предусмотрены обратные диоды $Д_1$ – $Д_6$. Действующее и среднее значения линейного выходного напряжения в схеме:

$$U_л = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d;$$
$$U_{л,ср} = \frac{2}{3} U_d. \qquad (6.5)$$

Амплитуды гармонических составляющих линейного напряжения:

$$U_{n,м} = \frac{2\sqrt{3} U_d}{\pi n}, \qquad (6.6)$$

где n = 1, 5, 7 … - номера высших гармоник.

Мгновенные и действующие значения линейных токов на выходе инвертора, а также значения токов в транзисторах и обратных диодах являются функциями параметров нагрузки и описываются сложными трансцендентными уравнениями.

В инверторах возникает необходимость регулирования выходного напряжения, связанная со стабилизацией его на заданном уровне при различных возмущающих факторах со стороны сети и нагрузки или с требованием регулирования по заданному закону, в зависимости от частоты в частотно-регулируемых электроприводах.

Напряжение может регулироваться с помощью управляемого выпрямителя на входе инвертора или самим инвертором методом широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Данный способ наиболее часто применяется в современных частотно-регулируемых электроприводах.

Принцип работы АИН с ШИМ удобно рассмотреть с помощью эквивалентной схемы, представленной на рисунке 6.6. В схеме нагрузка $Z_н$ включена в диагональ моста, образованного двумя источниками напряжения $U_И/2$ и полупроводниковым ключом K, который переключается из положения 1 в положение 2 с высокой частотой $f_к$, называемой в дальнейшем несущей

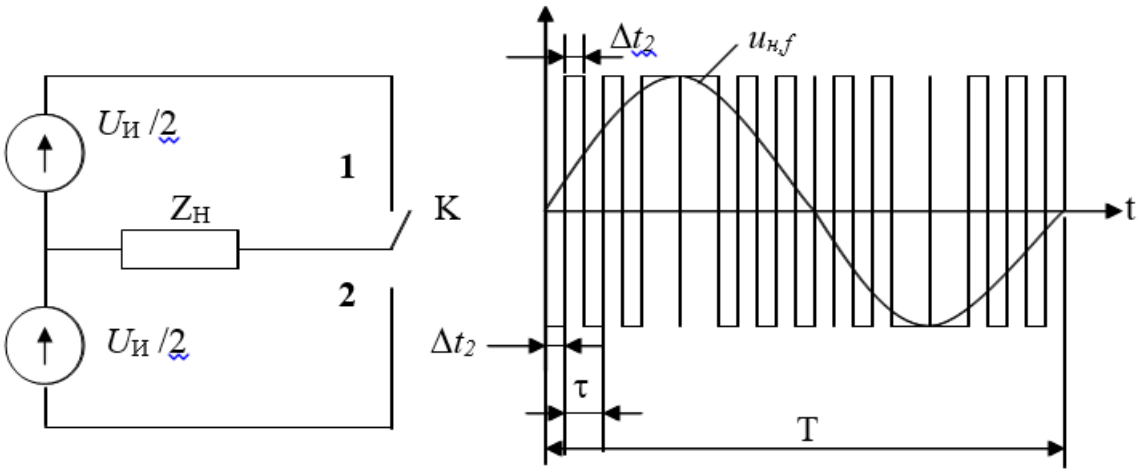


Рисунок 6.6 - Принцип работы инвертора с ШИМ

частотой, или частотой коммутации. Если время Δt_1 нахождения ключа в положении 1 равно времени Δt_2 нахождения ключа в положении 2, то среднее значение напряжения на нагрузке равно 0. В общем случае напряжение на нагрузке, усредненное за период несущей частоты:

$$u_{н,f} = \frac{U_И}{2}\frac{\Delta t_1 - \Delta t_2}{\tau}, \qquad (6.6)$$

где $\tau = \Delta t_1 + \Delta t_2$ – период несущей частоты.

Если при постоянной несущей частоте менять соотношение между Δt_1 и Δt_2 в соответствии с синусоидальным законом:

$$(\Delta t_1 - \Delta t_2)/\tau = \mu \sin \omega_s t, \qquad (6.7)$$

то среднее значение напряжения на нагрузке также будет меняться по синусоидальному закону:

$$u_{н,f} = \frac{U_И}{2}\mu \sin \omega_s t., \qquad (6.8)$$

где ω_s – круговая частота модуляции;

μ - коэффициент глубины модуляции, показывающий, в каких пределах изменяются длительности интервалов Δt_1 и Δt_2 в течение периода частоты модуляции.

При полной модуляции (μ=1) Δt_1 и Δt_2 изменяются от 0 до τ, а амплитуда среднего значения напряжения на нагрузке равна $U_И/2$. При произвольном значении μ интервалы Δt_1 и Δt_2 изменяются за период частоты модуляции от 0 до $\mu\tau$. Амплитуда усредненного по несущей частоте напряжения при этом равна $\mu U_И/2$. Если нагрузка имеет индуктивный характер, то ток в нагрузке близок к синусоидальному.

Таким образом, меняя значения параметров μ и f_s, можно осуществлять независимое регулирование напряжения и частоты тока в нагрузке при постоянной несущей частоте и неизменном питающем напряжении.

Контрольные вопросы.

1. В чем заключается отличие автономных инверторов напряжения и тока?

2. Объясните назначение диодов, подключенных параллельно транзисторам, в инверторе напряжения.

3. Что происходит в схеме инвертора напряжения переходе двигателя в генераторный режим?

4. Покажите, какой вид имеют выходное напряжение и ток однофазного инвертора тока.

5. Объясните принцип работы АИН с ШИМ.

Лекция 7. Преобразователи частоты с непосредственной связью

Цель лекции: схемы и принцип работы преобразователей частоты с непосредственной связью.

Преобразователи частоты с непосредственной связью (ПЧНС) или по своему схемному исполнению сходны с реверсивными преобразователями. Основой силовой части таких преобразователей являются встречно-параллельно включенные группы тиристоров, каждая из которых может работать в выпрямительном или инверторном режиме. Чаще всего такие преобразователи выполняются с естественной коммутацией тиристоров и поэтому имеют частоту выходного напряжения меньшую, чем частота питающей сети. Это обстоятельство обусловило их широкое применение в области электропривода для частотного регулирования скорости двигателей путем изменения частоты выходного напряжения в диапазоне низких частот (ниже частоты промышленной сети $f = 50$ Гц).

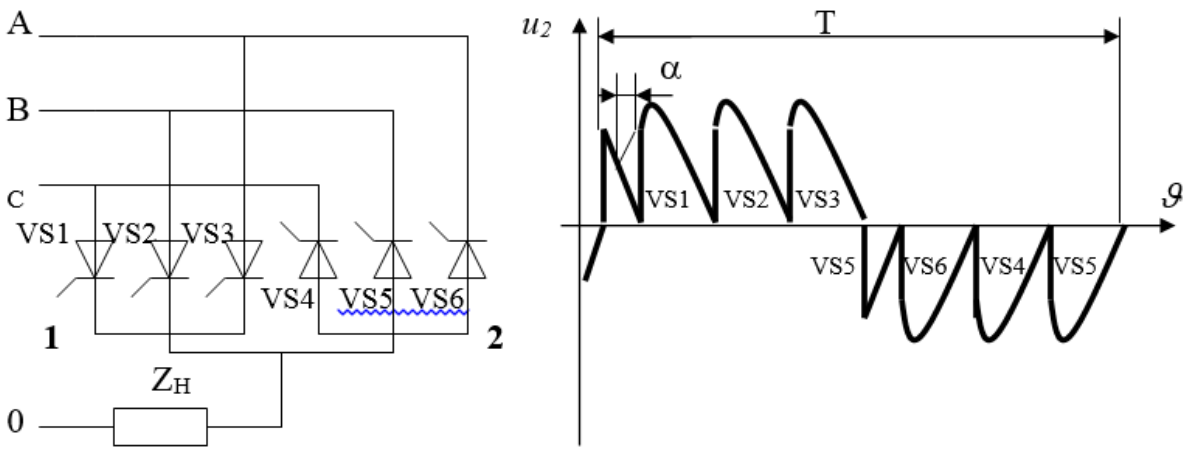
Число фаз входного и выходного напряжений в преобразователях с непосредственной связью является весьма существенным признаком их классификации, так как оно в значительной мере определяет структуру построения схемы преобразователя. Следует отметить, что многофазные преобразователи этого класса обладают удовлетворительными технико-экономическими характеристиками и получили большое распространение.

Рассмотрим принцип работы преобразователя с непосредственной связью и естественной коммутацией на примере однофазного ПЧНС, питающегося от трехфазной сети и работающего на активную нагрузку с углом управления - α. Преобразователь состоит из двух трехфазных схем выпрямления, подключенных к фазам сети встречно-параллельно (рисунок 7.1). Отпирающие импульсы с углом управления - α поступают на тиристоры анодной и катодной групп поочередно. Когда отпирающие импульсы, синхронизированные по частоте с напряжением питающей сети, подаются последовательно на тиристоры VS1, VS2, VS_3 катодной группы, она работает в режиме выпрямления (по трехфазной схеме со средней точкой), формируя на нагрузке положительную полуволну напряжения относительно нулевого вывода трансформатора. При работе тиристоров VS4, VS5, VS6 анодной группы на нагрузке относительно нулевого вывода трансформатора формируется отрицательная полуволна напряжения. Тем самым на нагрузке создается переменное напряжение с частотой основной гармоники f_2, более низкой, чем частота питающей сети f_1.

В трехфазно-однофазной схеме тиристоры каждой группы коммутируют между собой (внутригрупповая коммутация) через интервал времени, равный $\pi/3$. Поэтому без учета интервала коммутации можно записать следующее выражение для длительности одной полуволны выходного напряжения:

$$\frac{1}{2f_2} = \frac{2\pi}{3}n + \left(\pi - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{\pi}{3}(2\pi + 1), \qquad (7.1)$$

где n – число участков синусоид в полуволне.



а) б)

а) схема; б) диаграмма напряжения при активной нагрузке.

Рисунок 7.1 - Преобразователь частоты с непосредственной связью

В общем случае при числе фаз питающей сети, равном m_1, связь частот выходного и входного напряжений выражается соотношением:

$$f_2 = \frac{m_1 f_1}{2n + m_1}. \qquad (7.2)$$

Из (7.2) видно, что частота выходного напряжения f_2 может принимать только дискретные значения при изменении числа n (n = 1, 2, 3…). Например, при числе фаз питающей сети m_1 = 3 и частоте f_1 = 50 Гц частота f_2 может принимать только дискретные значения 30; 23,5 и т. д. Для обеспечения плавного изменения частоты необходима пауза $\varphi_п$ между окончанием работы предыдущей группы и началом работы последующей группы. В этом случае связь частот f_1 и f_2 может быть выражена следующим соотношением:

$$f_2 = \frac{f_1 m_1 \pi}{\pi(2n + m_1) + \varphi_n m_1}. \qquad (7.3)$$

При активно-индуктивной нагрузке моменты прохождения через нуль полуволны выходного напряжения не соответствуют нулевым значениям токов нагрузки, так как индуктивность нагрузки обусловливает запаздывание тока относительно напряжения. Для того чтобы в этом случае обеспечить

протекание тока из цепи нагрузки в питающую сеть (что соответствует возврату в сеть энергии, накопленной в индуктивности, т. е. ее рекуперации), соответствующую тиристорную группу переводят в инверторный режим работы. Таким образом, при достаточно простой силовой схеме преобразователь позволяет осуществить режим обмена энергией с сетью, что является важным аргументом при использовании его в низкоскоростном частотно-регулируемом электроприводе.

Существенным недостатком ПЧНС с естественной коммутацией является низкий коэффициент мощности и низкое качество выходного напряжения в части гармонического состава. Однако применение в этих преобразователях методов искусственной коммутации может значительно улучшить эти параметры. На рисунке 7.2 изображена электрическая схема непосредственного преобразователя частоты матричного типа (МПЧ) на транзисторных ключах выходное напряжение которого формируется из огибающей системы трехфазного входного напряжения методом однополярной или двух-полярной широтно-импульсной модуляции (рисунок 7.3), чем достигается высокое качество выходного напряжения и широкий диапазон регулирования частоты. Данный преобразователь является наиболее перспективным для рекуперативного электропривода переменного тока.

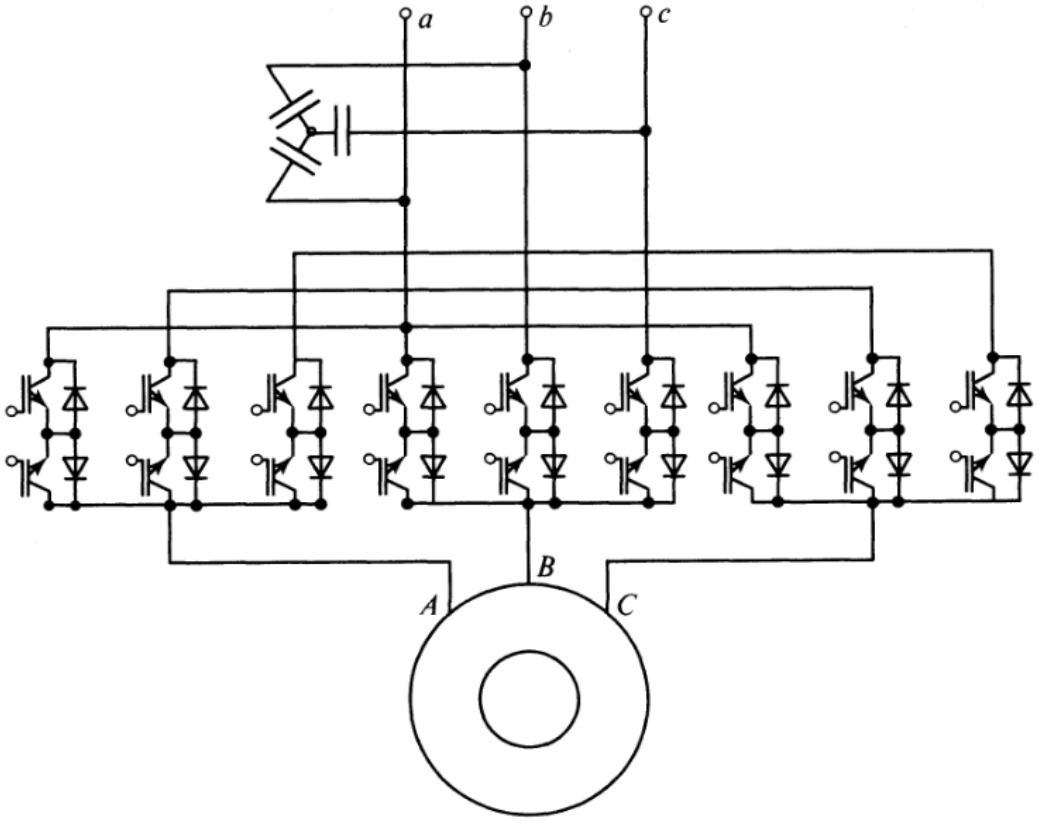


Рисунок 7.2 - Матричный преобразователь частоты (ПЧНС)

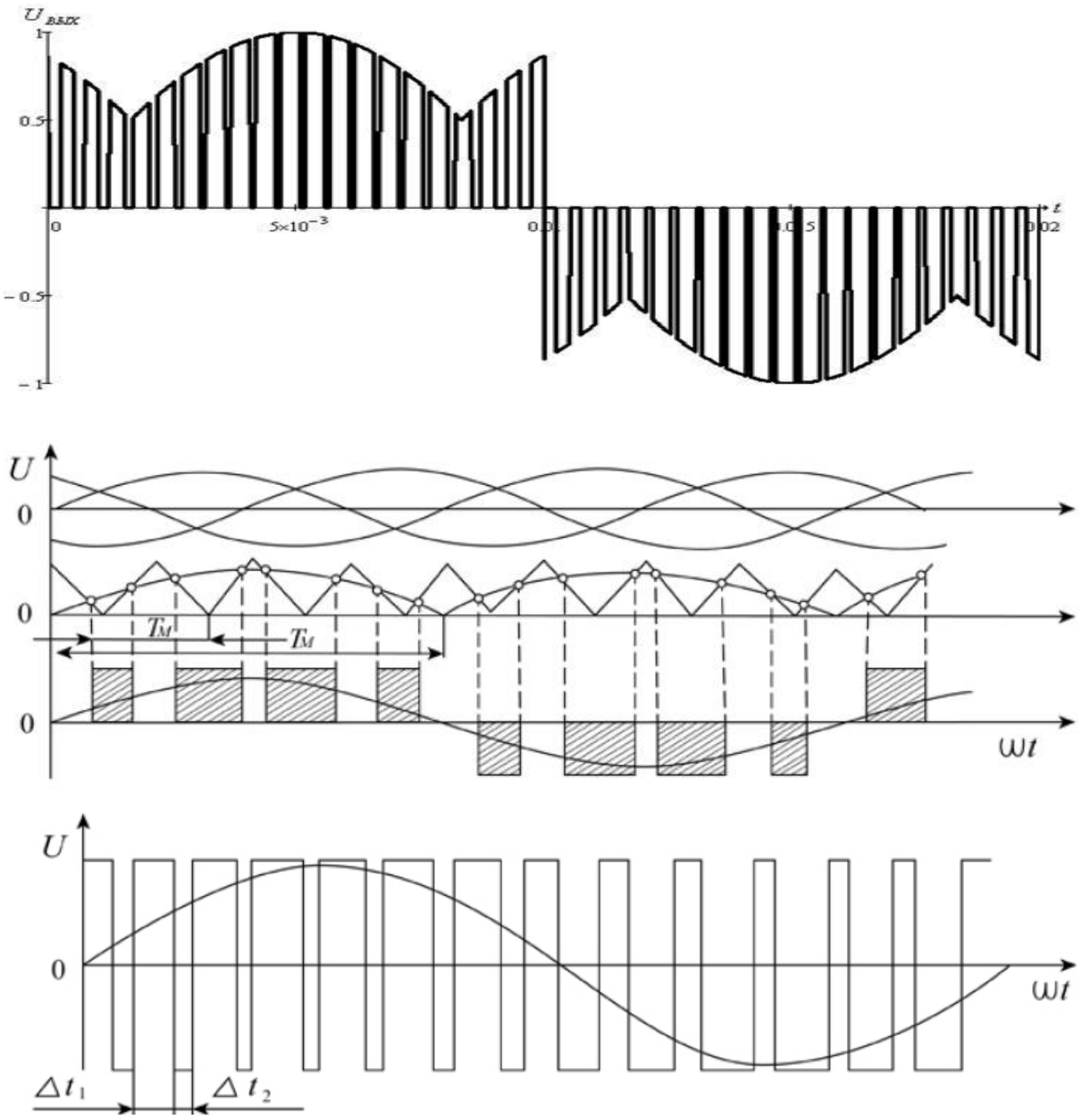


Рисунок 7.3 - Принцип формирования выходного напряжения МПЧ методом однополярной и двух-полярной ШИМ

Основные преимущества МПЧ:

- отсутствие двойного преобразования энергии и возможность рекуперации без дополнительных устройств;
- высокие динамические характеристики;
- высокие значения КПД (98%) и коэффициента мощности (0,95);
- массогабаритные показатели намного лучше двухзвенных преобразователей с автономным инвертором напряжения.

Контрольные вопросы.

1. Какими параметрами сети определяется выходная частота ПЧНС?

2. Назовите основные недостатки ПЧНС.
3. Что представляет собой однополярная ШИМ?
4. Что представляет собой двух-полярная ШИМ?
5. Назовите основные преимущества МПЧ.

Лекция 8. Высоковольтные преобразователи частоты

Цель лекции: изучить принципы построения схем и работу высоковольтных преобразователей частоты.

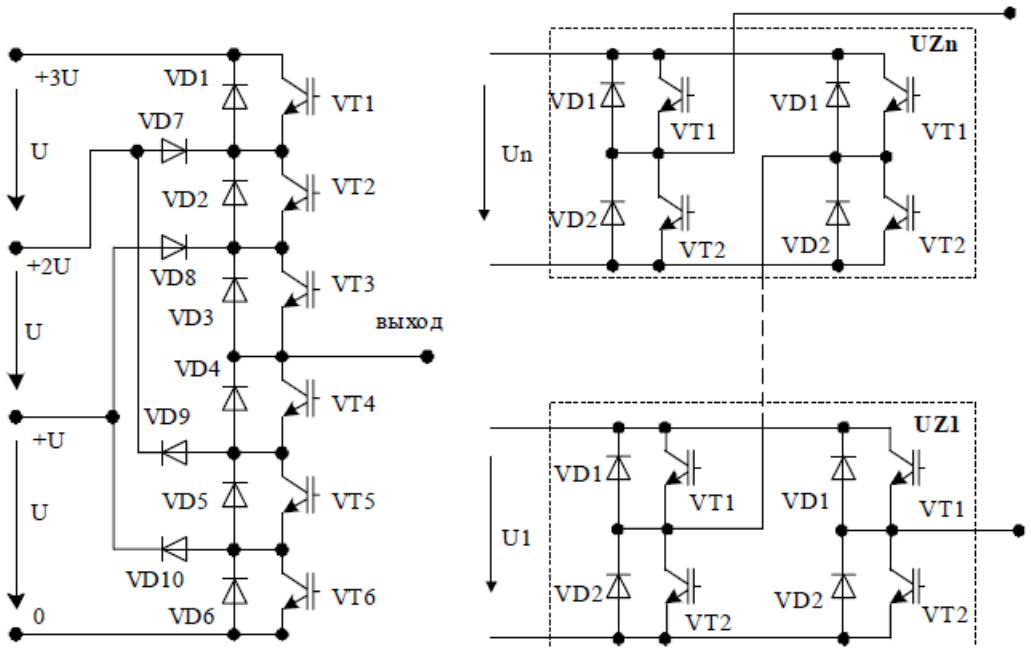
Электрические схемы и конструктивные особенности высоковольтных преобразователей частоты во многом определяются существующими на данный момент техническими параметрами полупроводниковых ключей, применяемых при проектировании преобразователя. При этом основные задачи, которые приходится решать проектировщикам, связаны с обеспечением надежной работы полупроводниковых ключей при питании преобразователя от высоковольтной сети (6 – 10 кВ), а также стремлением получить на выходе ток и напряжение с наименьшим содержанием гармонических составляющих. Так как основное применение данные преобразователи находят в высоковольтном частотно-регулируемом электроприводе, то структура их электрических схем носит типовой характер и представлена инверторами тока или напряжения на тиристорах или транзисторных ключах.

Чтобы при существующих допустимых уровнях напряжения полупроводниковых ключей построить высоковольтный инвертор напряжения, применяют многоуровневый принцип формирования выходного напряжения. При этом одновременно достигаются улучшение формы формируемого напряжения и как следствие снижение коммутационных перенапряжений на обмотках подключаемого электродвигателя.

Принцип построения многоуровневой схемы заключается в делении напряжения в звене постоянного тока на конденсаторах и последовательном включении групп полупроводниковых ключей на транзисторах или тиристорах. Многоуровневый инвертор позволяет использовать в своей схеме полупроводниковые приборы с рабочими напряжениями, меньшими, чем напряжения на входе и выходе. Рабочая частота коммутации ключей при этом также может быть уменьшена по сравнению с выходной частотой инвертора, что снижает потери на полупроводниковых ключах.

В настоящее время применяются в основном два вида схем высоковольтных инверторов: многоуровневый инвертор с несколькими уровнями напряжения источника в звене постоянного тока с фиксирующими диодами или конденсаторами и каскадные с последовательным соединением в выходных фазах однофазных мостовых инверторов с изолированными источниками постоянного тока (рисунок 8.1,б). Элементной базой для построения этих схем являются тиристоры (GCT, IGCT, SGST) и биполярные

транзисторы с изолированным затвором IGBT. На рисунке 8.1,а представлена схема одной фазы четырехуровневого инвертора напряжения с изолированными источниками постоянного тока, а на рисунке 8.1,б показано, как путем последовательного соединения однофазных инверторов с заданным напряжением в цепи постоянного тока формируется напряжение одной фазы многоуровневого инвертора.



а) б)

а) схема одной фазы четырехуровневого инвертора напряжения; б) схема соединения ячеек каскадного многоуровневого инвертора.

Рисунок 8.1- Электрические схемы многоуровневых инверторов

Для получения m- уровней в полуволне выходного напряжения (рисунок 8.1,а) требуется m - 1 емкостей в делителе напряжения, причем из такого же количества ключей будет состоять каждое плечо инвертора. Принцип формирования выходного напряжения основывается на подключении фаз нагрузки к различным уровням напряжения источника постоянного тока. Максимальное напряжение на выходе инвертора, равное напряжению на его входе, будет при включении всех ключей плеча (VT1, VT2, VT3) одной фазы (на пример фазы-А) в анодной группе и всех ключей в другой фазе катодной группы (на пример фазы-С). Применяя соответствующий алгоритм переключения ключей инвертора, добиваются формирования многоуровневого напряжения в фазе инвертора, близкого по форме к синусоидальному. Широтно-импульсная модуляция на каждой ступени выходного напряжения обеспечивается многократным переходом между соседними ступенями, что дополнительно улучшает форму напряжения. Схема пятиуровневого инвертора с ШИМ представлена на рисунке 8.2,а, а вид формируемой кривой напряжения на рисунке 8.2,б.

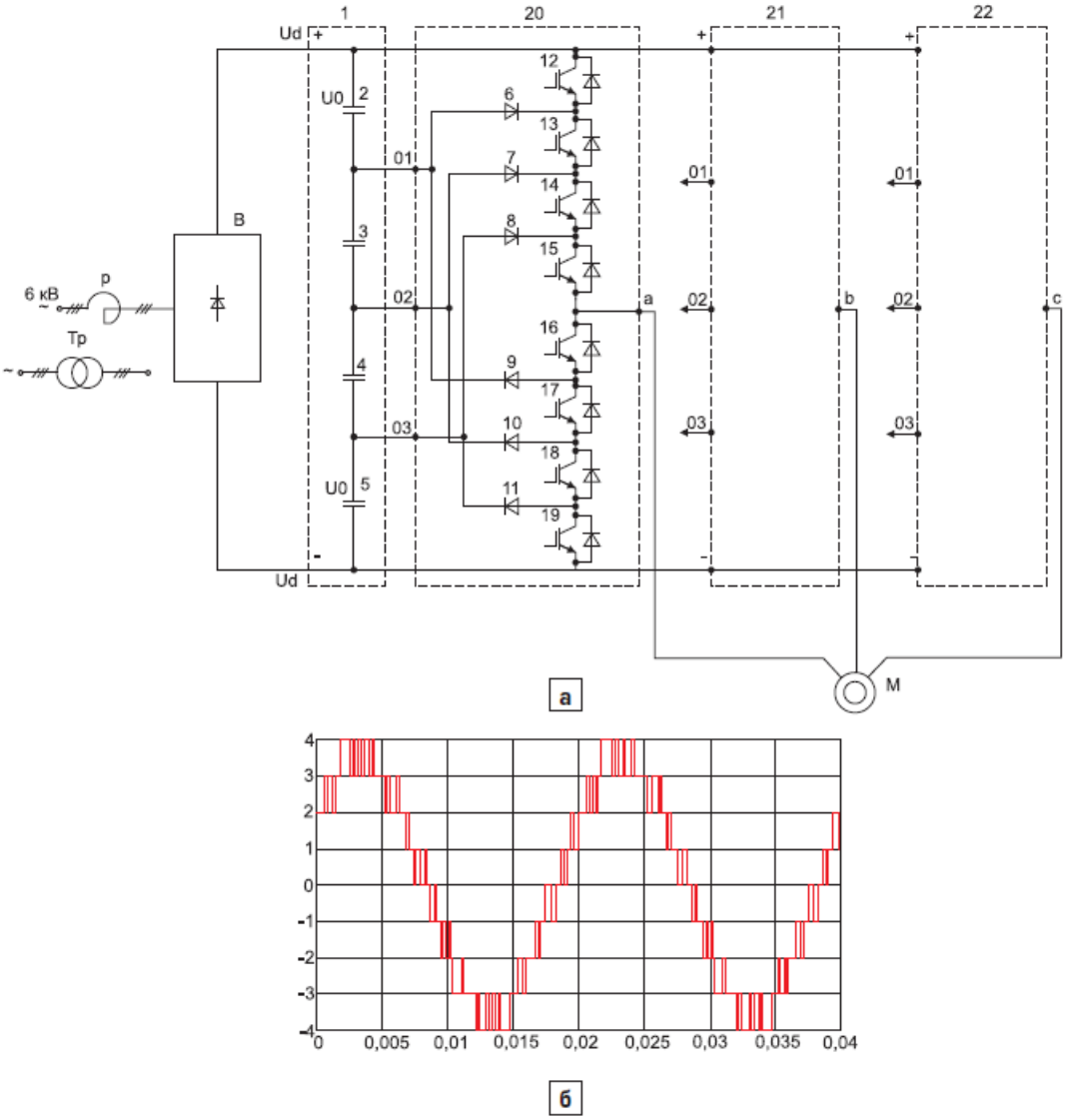


Рисунок 8.2 – Электрическая схема пятиуровневого инвертора и диаграмма выходного напряжения

Дальнейшее увеличение уровней выходного напряжения преобразователя частоты достигается при использовании многоуровневой технологии путем каскадного соединения ячеек однофазных инверторов (рисунки 8.1,б, 8.3). Основным достоинством таких преобразователей является практически синусоидальная форма выходного тока и напряжения, что позволяет отказаться от установки выходных фильтров и обеспечить совместимость со стандартными общепромышленными асинхронными двигателями. Деление напряжения, с целью повышения числа уровней, производится посредством многообмоточного входного трансформатора. Преобразователь на 6 кВ содержит 15 однофазных ПЧ, каждый с максимальным выходным напряжением 690 В. Силовая ячейка инвертора напряжения питается трехфазным напряжением от отдельных обмоток трансформатора, соединенных в треугольник. Пять инверторов по выходу,

соединенных последовательно, образуют фазу выходного напряжения с максимальным напряжением 3450 В, при этом линейное напряжение ПЧ 6000 В (рисунок 8.3). Такая схема позволяет значительно увеличить число пульсаций в выходном напряжении преобразователя, что значительно уменьшает эмиссию высших гармоник в питающую сеть, и добиться электромагнитной совместимости с сетью без дополнительных фильтров.

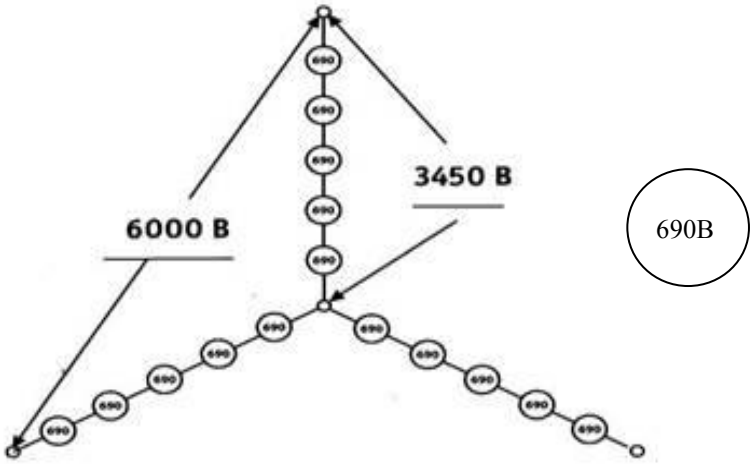


Рисунок 8.3 - Схема соединений инверторных ячеек каскадного высоковольтного ПЧ

На рисунке 8.4 показана форма кривых тока и напряжения при работе многоуровневого преобразователя на асинхронный двигатель мощностью1100 кВА и напряжением 4160 В.

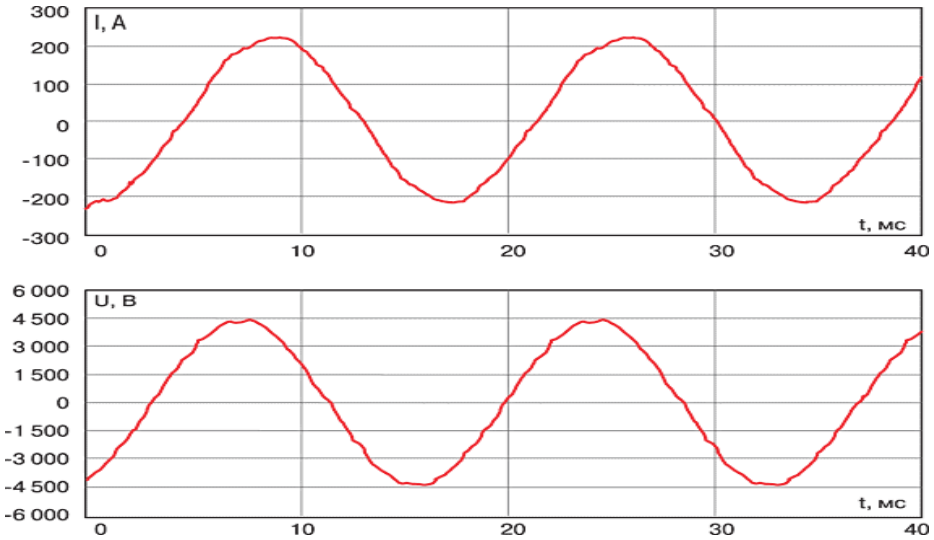


Рисунок 8.4 - Форма кривых выходного тока и напряжения многоуровневого инвертора

Достоинством таких преобразователей частоты является высокая надежность, поскольку при выходе из строя какой-либо ячейки

преобразователь сохраняет работоспособность за счет автоматического шунтирования неисправных ячеек системой управления и корректировки работы оставшихся ячеек. Выходная мощность при этом несколько снижается. Из недостатков можно выделить сложный многообмоточный трансформатор.

Контрольные вопросы.

1. Сколько полупроводниковых ключей в одном плече должен содержать четырехуровневый инвертор напряжения?
2. Какое количество конденсаторов в цепи постоянного тока должен содержать трехуровневый инвертор напряжения?
3. Какое количество разделительных диодов содержит пятиуровневый инвертор напряжения?
4. Изобразите схему инверторной ячейки каскадного многоуровневого преобразователя частоты.
5. Назовите основные преимущества многоуровневого каскадного преобразователя частоты.

Список литературы

1 Попов О.З. Основы преобразовательной техники: Учеб. пособие /Попов О.З. - М.: МЭИ, 2005. - 200с.

2 Розанов Ю.К. Силовая электроника: Учебник для вузов / 2-е изд., стер. - М.: МЭИ, 2009. - 632 с.

3 Зиновьев Г.С. Силовая электроника: Учебное пособие для бакалавров /Г.С. Зиновьев 5 изд. испр. и доп. – М.: Издательство Юрайт, 2012. – 667 с.

4 Алексеев С.Б Силовые преобразовательные устройства: Учебное пособие. - Алматы: АИЭС, 2006. - 90 с.

Содержание

Лекция 1. Назначение устройств преобразовательной техники…….....4
Лекция 2. Однофазные схемы выпрямителей……. 9
Лекция 3. Трехфазные схемы выпрямителей…… 15
Лекция 4. Процесс коммутации токов в выпрямителях……... 20
Лекция 5. Преобразователи постоянного и переменного напряжения……24
Лекция 6. Преобразователи частоты, инверторы тока и напряжения……..30
Лекция 7. Преобразователи частоты с непосредственной связью……37
Лекция 8. Высоковольтные преобразователи частоты……..41