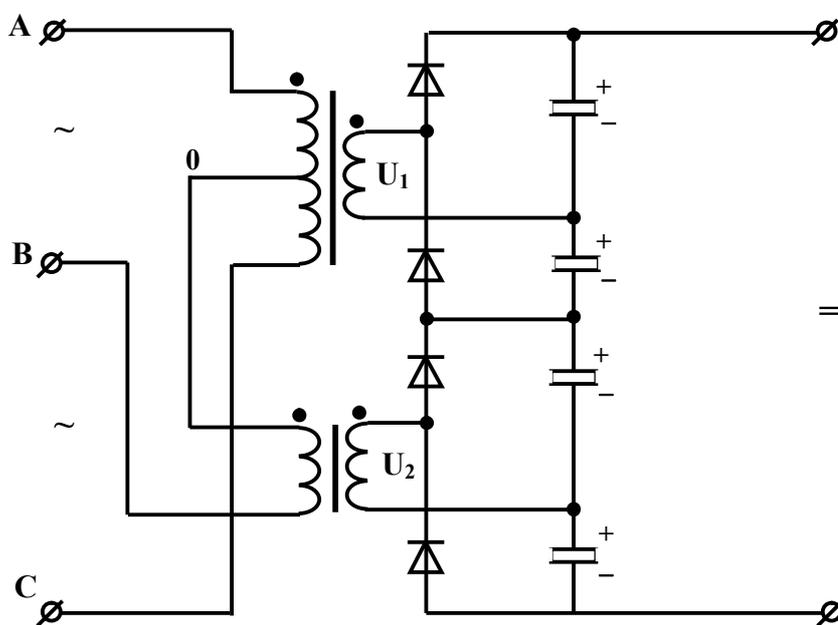


ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Семенов В.Д., Мишуров В.С.

# ОСНОВЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Руководство к организации  
самостоятельной работы



ТОМСК – 2007

Федеральное агентство по образованию

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

**Кафедра промышленной электроники (ПрЭ)**

**Семенов В.Д., Мишуров В.С.**

# **ОСНОВЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ**

**Руководство к организации  
самостоятельной работы**

**2007**

Рецензенты: зам. директора по научной работе НИИ АЭМ,  
канд. техн. наук **Земан С.К.**

**Семенов В.Д., Мишуров В.С.**

Основы преобразовательной техники: Руководство к организации самостоятельной работы. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 132 с.

Сформулированы требования к уровню знаний и пониманию физических явлений в электрических цепях с вентилями, достаточные для решения практических задач, расчетов и выполнения контрольных работ.

Подробно рассмотренные примеры решения задач по всем разделам будут полезны студентам при выполнении контрольных работ и сдаче экзаменов.

Пособие предназначено для студентов, обучаемых по дистанционным образовательным технологиям, и содержит необходимые справочные данные по элементной базе, применяемой в преобразовательной технике.

© Семенов Валерий Дмитриевич,  
Мишуров Владимир Сергеевич, 2007  
© ТУСУР, 2007

## СОДЕРЖАНИЕ

Введение .....	4
1. Содержание лекционного курса и рекомендуемая литература .....	5
2. Содержание контрольных работ .....	9
2.1. Контрольная работа №1 .....	9
2.2. Контрольная работа №2 .....	15
3. Примеры решения типовых задач контрольных работ и экзаменов ...	16
3.1. Задачи по элементной базе силовых цепей преобразователей ....	16
3.2. Задачи по работе однофазных идеальных выпрямителей на активную нагрузку .....	32
3.3. Задачи по работе многофазных выпрямителей на активную нагрузку .....	41
3.4. Задачи по работе выпрямителей на активно-индуктивную нагрузку .....	45
3.5. Задачи по работе выпрямителей на активно-емкостную нагрузку или против-ЭДС .....	50
3.6. Задачи по выпрямителям с умножением напряжения (умножителем напряжения) .....	64
3.7. Задачи по фильтрам для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения .....	76
3.8. Задачи по явлению коммутации в выпрямителях, по падению напряжения от коммутации, по внешним характеристикам выпрямителей при различных нагрузках .....	80
3.9. Задачи по управляемым выпрямителям .....	85
3.10. Задачи по инверторам, ведомым сетью (зависимым инверторам) .....	95
3.11. Задачи по подготовке численных исходных данных к лабораторной работе "Исследование однофазных маломощных выпрямителей и фильтров" .....	104
4. Приложения .....	114
4.1. Схемы выпрямителей .....	114
4.2. Расчетные соотношения для выпрямительных схем .....	119
4.2.1. Расшифровка обозначений к приложению 4.2 .....	119
4.2.2. Таблица расчетных соотношений для выпрямительных схем .....	121
4.3. Графоаналитический расчет выпрямителей с емкостным фильтром или против-ЭДС .....	127
4.3.1. Графические зависимости, необходимые при расчете .....	127
4.3.2. Методика расчета выпрямителей с емкостным фильтром ...	130

## ВВЕДЕНИЕ

Изучение дисциплины "Основы преобразовательной техники" (ОПТ) предусматривает выполнение двух контрольных работ, одна из которых компьютерная и состоит из десяти задач по десяти разделам, а вторая представляет собой подготовку численных исходных данных к компьютерной лабораторной работе "Исследование однофазных маломощных выпрямителей и сглаживающих фильтров".

Изучение дисциплины заканчивается зачетом по контрольным работам и компьютерным экзаменом. Экзаменационное задание включает в себя десять задач по десяти разделам, аналогичным задачам контрольных работ.

Методическое пособие содержит необходимое число решенных задач по всем десяти указанным разделам и типовым вариантам контрольных работ.

Подробно рассмотренные примеры решения задач помогают студентам понять физику электромагнитных процессов в преобразователях и основы их расчета.

## 1. СОДЕРЖАНИЕ ЛЕКЦИОННОГО КУРСА

### 1.1. Преобразовательная техника в промышленности и быту

Назначение и области применения ПТ. Виды преобразования электрической энергии. Классификация устройств ПТ. Круг основных дисциплин, объединяющихся ПТ.

### 1.2. Элементная база ПТ

Диоды: устройство, характеристики, схемы замещения, расчет потерь. Переходные процессы в диодах, их частотные свойства. Обозначения диодов. Тиристоры: устройство, характеристики, статические и динамические параметры. Цепи управления тиристорами. Разновидности тириستоров и их обозначения. Конденсаторы: классификация по типу диэлектрика, устройство металло-бумажных конденсаторов, схемы замещения, потери мощности. Импеданс идеальных ( $L$ ,  $C$ ,  $R$ ) компонентов в зависимости от частоты. Импеданс реального конденсатора. Обозначения конденсаторов. Параметры конденсаторов.

### 1.3. Электромагнитные элементы ПТ

Основные сведения и соотношения для трансформаторов и дросселей. Индуктивность дросселя с однородным сердечником. Усредненная магнитная проницаемость сердечника и ее зависимость от величины индуктивности. Потери в сердечнике на гистерезис. Потери в сердечнике на вихревые токи. Омические потери в обмотках. Возрастание потерь в обмотках из-за поверхностного эффекта и эффекта близости. Индуктивность намагничивания и индуктивность рассеяния. Распределенная емкость обмоток. Межобмоточная емкость. Схема замещения дросселя с ферромагнитным сердечником. Импеданс реального дросселя с ферромагнитным сердечником. Импеданс реального дросселя на плоскости идеальных электрорадиокомпонентов.

Дроссели с неоднородным сердечником (дроссели с зазором).

Выпучивание магнитного потока. Эквивалентный немагнитный зазор. Графоаналитический расчет дросселя с зазором. Зависимость индуктивности дросселя от величины тока при различных величинах зазоров. Дроссели постоянного тока и их расчет. Дроссели переменного тока и их расчет.

Схема замещения реального трансформатора и ее упрощение при низких частотах. Приведение величин и параметров к первичной и вторичной сторонам. Расчет параметров трансформаторов из опытов холостого и

короткого замыкания. Активные сопротивления и индуктивности рассеяния обмоток трансформаторов. Унифицированные ряды ферромагнитных сердечников, дросселей и трансформаторов.

#### **1.4. Выпрямители**

Обобщенная структурно-функциональная схема выпрямителя. Назначение основных функциональных узлов: согласующего трансформатора, вентильного блока, фильтра, системы управления.

Схемотехника и классификация силовых схем выпрямителей по пульсационности, фазности. Выпрямитель со средней точкой вторичной обмотки как основа для построения мостового выпрямителя. Мостовые выпрямители. Обобщенный  $m_2$ -тактный выпрямитель и основные соотношения токов и напряжений. Работа выпрямителей на активную нагрузку. Работа выпрямителей на индуктивную нагрузку. Вынужденное намагничивание сердечников в трансформаторах на примере трехфазной схемы с нулевой точкой (схемы Миткевича).

Потери напряжения в силовых схемах выпрямителей. Потери напряжения от активных сопротивлений в цепи постоянного тока. Потери напряжения от активных сопротивлений в контуре коммутации. Понятие о коммутации в выпрямителях при учете только активных сопротивлений. Потери напряжения от индуктивных сопротивлений в контуре коммутации. Понятие о коммутации в выпрямителях при учете индуктивных сопротивлений.

Внешняя характеристика выпрямителя. Основные показатели выпрямителей: коэффициент мощности, коэффициент полезного действия.

Однотактный  $m_2$ -фазный обобщенный выпрямитель при работе на емкостную нагрузку и против-ЭДС, основные расчетные соотношения.

Методика приближенного расчета выпрямителя с емкостным фильтром.

#### **1.5. Сглаживающие фильтры для получения постоянного напряжения**

Индуктивный фильтр, емкостный фильтр, индуктивно-емкостный фильтр, П-образный  $C_0LC$ -фильтр, резистивно-емкостный фильтр, многозвенный фильтр. Основные расчетные соотношения. Основы проектирования сглаживающих фильтров.

#### **1.6. Управляемые выпрямители (УВ)**

Принцип регулирования выходного напряжения УВ. Регулирование на стороне постоянного напряжения дополнительным регулирующим органом (РО). Установка (РО) на стороне переменного тока. Регулирование с

помощью основного вентильного комплекта. Однофазный однополупериодный УВ при работе: на активную нагрузку; на индуктивную нагрузку с нулевым вентилем. Другие схемы УВ при работе на активную и индуктивную нагрузки. Регулировочные характеристики УВ при активной и индуктивной нагрузке при различном числе пульсаций.

Процессы коммутации в управляемых выпрямителях и их особенности. Основные количественные соотношения.

### **1.7. Системы управления и автоматического регулирования**

Назначение, технические требования и классификация систем управления. Примеры функциональных схем систем фазового управления.

### **1.8. Основные схемы УВ, применяемые в источниках вторичного электропитания (ИВЭП)**

Методика расчета УВ для ИВЭП в режиме стабилизации выходного напряжения. Расчет коэффициента пульсаций УВ.

Составные схемы выпрямителей. Последовательное и параллельное соединение выпрямительных схем.

### **1.9. Инверторы, ведомые сетью**

Основные понятия. Принцип действия инвертора на примере однофазного инвертора со средней точкой. Трехфазный мостовой инвертор, ведомый сетью. Количественные соотношения управляемых выпрямителей и инверторов, ведомых сетью. Основные характеристики и режимы работы инверторов, ведомых сетью: входная характеристика инвертора, ограничительная характеристика. Аварийные режимы инверторов. Примеры использования инверторов, ведомых сетью.

### **1.10. Реверсивные преобразователи**

Особенности управления реверсивными преобразователями.

### **1.11. Непосредственные преобразователи частоты (НПЧ) с естественной коммутацией (ЕК)**

Принцип действия и особенности управления НПЧ с ЕК.

## Список рекомендуемой литературы

1. Семенов В.Д. Основы преобразовательной техники: Учебное пособие. – Томск: Томский центр дистанционного образования, 2001. – 97 с.
2. Векслер Г.С., Тетельбаум Я.И. Электропитание радиоустройств. – Киев: Техника, 1964. – 383 с.: ил.
3. Полупроводниковые выпрямители/ Под ред. Ф.И. Ковалева и Г.П. Москтовой – 2-е издание, перераб. – М.: Энергия, 1978. – 448 с.; ил.
4. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники: Учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1980. – 424 с.; ил.
5. Розанов Ю.К. Основы силовой преобразовательной техники: Учебник для техникумов. – М.: Энергия, 1979. – 292 с.; ил.
6. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/ Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др.: Под ред. Г.С. Найвельта. – М.: Радио и связь, 1986. – 576 с.; ил.
7. Чебовский О.Г., Моисеев Л.Г., Недошивин Р.П. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с.; ил.
8. Сидоров И.Н., Мукосеев В.В., Христинин А.А. Малогабаритные трансформаторы и дроссели: Справочник. – М.: Радио и связь, 1985. – 416 с.
9. Справочник по электрическим конденсаторам/ М.Н. Дьяконов, В.И. Коробанов, В.И. Присняков и др.; Под общ ред. И.И. Четвертокова и В.Ф. Смирнова. – М.: Радио и связь, 1983. – 576 с.
10. Мощные полупроводниковые приборы. Диоды: Справочник/ Б.А. Бородин, В.М. Ломакин, В.В. Мокряков и др.; Под ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1985.
11. Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммуникационные устройства РЭА: Справочник/ Н.Н. Акимов, Е.П. Вашуков, В.А. Прохоренко, Ю.П. Ходоренок. – Минск, Беларусь, 1994. – 591 с.; ил.
12. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы: Справочник / А.В. Боноков, А.Б. Гитцевич, А.А. Зайцев и др.; Под общ. ред. Н.Н. Горюкова. – 3-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 744 с.: илл.
13. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник/ В.П. Берзан, Б.Ю. Геликман, М.Н. Гураевский и др.; Под ред. Г.С. Кучинского. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 656 с.: илл.
14. Справочные данные по элементной базе преобразовательной техники. На компакт-диске с программным обеспечением в разделе ОПТ.

## 2. СОДЕРЖАНИЕ КОНТРОЛЬНЫХ РАБОТ

### 2.1. Контрольная работа №1

Компьютерная контрольная работа №1 содержит десять задач по десяти тематическим разделам курса, примеры решения которых представлены в разделе 3.1-3.10.

**2.1.1. Задача №1** предполагает знание элементной базы построения преобразователей, к которой относятся:

- полупроводниковые ключевые элементы (диоды, тиристоры, симистры, полностью управляемые тиристоры, двухбазовый диод (или однопереходный транзистор));
- конденсаторы;
- дроссели;
- трансформаторы.

*Для успешного решения этой задачи по полупроводниковым ключевым элементам необходимо знать следующие вопросы:*

- условное графическое изображение всех указанных элементов;
- их вольтамперные характеристики (ВАХ);
- условия включения и выключения, т.е. условия, при которых указанные полупроводниковые элементы переходят из выключенного состояния во включенное и наоборот;
- на ВАХ знать все характерные точки и участки, соответствующие заданному состоянию полупроводникового прибора; для ВАХ диода нужно знать участок прямой характеристики, участок обратной характеристики, область пробоя, пороговое (остаточное) напряжение, напряжение пробоя; для ВАХ тиристора: ВАХ при отсутствии и наличии тока управления; ВАХ открытого состояния, ВАХ закрытого состояния; ВАХ обратного непроводящего состояния; область пробоя; область отрицательного дифференциального сопротивления; точку переключения; ток удержания; напряжение переключения; прямолинейную аппроксимацию; пороговое напряжение; ток переключения; обратное напряжение пробоя;
- уметь аппроксимировать ВАХ прямой линией;
- на диаграмме тока выключающегося диода уметь указать прямой ток диода; обратный ток диода; импульсный ток обратного восстановления; время обратного восстановления; время спада обратного тока; время запаздывания обратного напряжения;
- на диаграммах тока и напряжения включающегося и выключающегося тиристора уметь указать прямое напряжение на аноде; прямое падение напряжения на аноде; прямой ток тиристора; обратный ток тиристора; управляющий сигнал; время задержки включения; время нарастания тока; время

включения; время запаздывания обратного напряжения; время обратного восстановления; время спада обратного тока; время выключения;

- на диаграмме управления тиристором уметь указать входную граничную ВАХ управляющего электрода (УЭ) с повышенным напряжением управления; входную граничную ВАХ УЭ с повышенным током управления; линию, характеризующую предельно допустимое напряжение на УЭ; линию, характеризующую предельно допустимый ток УЭ; линию, характеризующую предельно допустимую мощность рассеиваемую на УЭ при длительности импульса  $t_u = 10$  мс,  $t_u = 0,5$  мс, при  $t_u = 0,05$  мс, область низкой помехоустойчивости; линию нагрузки с заданным напряжением управления  $E_{yxx}$  холостого хода и заданным током управления  $I_{yкз}$  короткого замыкания;

- уметь выбрать наилучшие параметры управляющего импульса ( $E_{yxx}, I_{yкз}$ ) при заданной длительности управляющего импульса.

***По конденсаторам требуется знать:***

- условное изображение конденсатора;
- схему замещения конденсатора (полную, параллельную, последовательную) и назначение элементов в этих схемах замещения (т.е. что отражает каждый из них);

- уметь изобразить зависимость сопротивления конденсатора от частоты в относительных единицах и показать на каких участках зависимости конденсатор ведет себя как емкость, сопротивление или индуктивность;

- знать определение, физический смысл тангенса угла потерь  $tg\delta$  (тангенс дельта) и уметь определить его через активные и реактивные мощности конденсатора;

- знать качественную зависимость  $tg\delta$  от частоты и температуры;

- знать обозначения конденсаторов с неорганическим, органическим и оксидным диэлектриками, а также обозначения керамических, бумажных, фторопластовых и полипропиленовых конденсаторов;

- знать обозначения конденсаторов по климатическому использованию для районов с умеренным климатом, с холодным климатом, с умеренным и холодным климатом, всеклиматическое исполнение.

***По дросселям необходимо знать:***

- условное обозначение дросселя с сердечником и без сердечника, с зазором и без зазора;

- конструкцию дросселей с сердечником (стержневая, броневая, тороидальная) и пути прохождения магнитного потока; физическую необходимость наличия зазора и как этот зазор выполняется;

- схему замещения дросселя с сердечником и назначение элементов в этой схеме;

- уметь изобразить зависимость полного сопротивления дросселя от частоты в относительных единицах и показать, на каких участках зависимости дроссель ведет себя как индуктивность, активное сопротивление или емкость;

- знать качественную зависимость потерь в дросселе от частоты;

- знать области применения и качественные характеристики основных магнитных материалов (электротехническая сталь, пермаллой, феррит) в зависимости от рабочей частоты;

- знать основные расчетные параметры, по которым выбираются дроссели из стандартных рядов дросселей.

***По трансформаторам необходимо знать:***

- принцип действия;

- основные конструкции трансформаторов (стержневая, броневая, тороидальная); места расположения первичных и вторичных обмоток, пути прохождения магнитных потоков (основного и потоков рассеяния);

- основную схему замещения трансформатора, определение и назначение ее основных элементов (активных сопротивлений  $r_1$ ,  $r_2$  и индуктивностей  $L_{S1}$ ,  $L_{S2}$  рассеяния первичной и вторичной обмоток; индуктивности намагничивания  $L_\mu$  и активного сопротивления  $R_\mu$ , контура намагничивания, емкостей  $C_{10}$  первичных и вторичных  $C_{20}$  обмоток);

- определение коэффициента трансформации и выражение его через число витков индуктивности первичной и вторичной обмотки;

- уметь осуществлять приведение элементов схемы замещения к напряжению первичной или вторичной обмоток;

- уметь определять полярность на всех обмотках трансформатора, если известна полярность на одной из них.

**2.1.2. Задача №2** по работе однофазных идеальных выпрямителей на активную нагрузку предполагает, что студент:

- знает и умеет нарисовать схему однофазного однополупериодного, однофазного двухполупериодного (со средней точкой вторичной обмотки) и мостового (схема Греча) выпрямителей;

- знает принцип работы указанных выпрямителей;

- знает, что постоянная составляющая тока вторичных обмоток не трансформируется в первичную обмотку, и умеет применить этот постулат к нахождению тока первичной обмотки;

- знает, что такое угол проводимости вентиля и как он связан с характером нагрузки и схемой выпрямителя;

- умеет обозначить на схеме соответствующего выпрямителя все токи и напряжения (ток потребляемый от сети, ток первичной обмотки, токи вторичных обмоток, токи вентилях (диодов, тиристор), ток нагрузки,

напряжение сети, напряжение первичной и вторичной обмоток, напряжения на вентилях (прямые и обратные), напряжение на нагрузке;

– знает определение и может численно найти мгновенное значение, амплитудное значение, среднее значение, эффективное (действующее) значение синусоидальных и несинусоидальных токов и напряжений, понимает физическую сущность каждого определения и их отличия между собой, знает их обозначения;

– знает численные (количественные) соотношения  $\frac{U_1}{U_2}$ ,  $\frac{U_2}{U_d}$ ,  $\frac{I_{2cp}}{I_d}$ ,  $\frac{I_1 \cdot k_{mp}}{I_d}$ ,  $\frac{S_{mp}}{P_d}$ ,  $\frac{S_2}{P_d}$ ,  $\frac{S_1}{P_d}$ ,  $\frac{U_{m\text{ обр}}}{U_d}$ ,  $\frac{I_B}{I_d}$ ,  $\frac{I_{mB}}{I_d}$ ,  $\frac{I_{Bcp}}{I_d}$  для каждого из названных выпрямителей;

– понимает, что такое число пульсации выпрямленного напряжения на периоде напряжения сети, что такое частота первой гармоники выпрямленного напряжения;

– знает определение и умеет рассчитать коэффициент пульсаций по первой гармонике для названных выпрямителей при работе на активную нагрузку;

– умеет нарисовать временные диаграммы токов и напряжений в элементах выпрямителя.

**2.1.3. Задача №3** по работе многофазных идеальных выпрямителей на активную нагрузку предполагает, что студент:

– знает и умеет нарисовать схему трехфазного выпрямителя с нулевой точкой (звезда–звезда), схему трехфазного мостового выпрямителя (схему Ларионова);

– знает определения и соотношения, приведенные в пункте 2.1.2, применительно к трехфазным выпрямителям.

**2.1.4. Задача №4** по работе выпрямителей на активно-индуктивную нагрузку предполагает, что студент:

– понимает, что такое активно-индуктивная нагрузка и может нарисовать ее в любой схеме выпрямителя;

– понимает фильтрующее свойство индуктивной нагрузки;

– знает угол проводимости вентиля при такой нагрузке в зависимости от схемы;

– умеет сделать допущение о бесконечно большой индуктивности нагрузки и нарисовать временные диаграммы токов и напряжений в элементах выпрямителя при данном допущении;

– знает количественные соотношения величин, приведенных для активно-индуктивной нагрузки при  $L_d \rightarrow \infty$ .

**2.1.5. Задача №5** по работе выпрямителей на активно-емкостную нагрузку или противо-ЭДС предполагает, что студент:

- понимает, что такое активно-емкостная нагрузка или противо-ЭДС, и может нарисовать ее в любой схеме выпрямителя;
- понимает, что работа идеального выпрямителя (выпрямителя без внутреннего активного или индуктивного сопротивления) на такую нагрузку при бесконечно большой емкости некорректна, поэтому при такой нагрузке должны обязательно учитываться паразитные сопротивления или специально устанавливаться ограничительное сопротивление;
- понимает фильтрующее свойство конденсатора, установленного параллельно нагрузке, и умеет сделать допущение о бесконечно большой емкости нагрузки  $C_d \rightarrow \infty$ ;
- знает, как изменяется при этом угол  $\lambda$  проводимости тока вентиля;
- знает определение угла отсечки  $\theta$  тока и соотношение  $\lambda = 2\theta$ ;
- умеет нарисовать временные диаграммы всех токов и напряжений в выпрямителе при активно-емкостной нагрузке;
- знает количественные соотношения величин, приведенных в пункте 2.1.2 для активно-емкостной нагрузки при  $C_d \rightarrow \infty$  или противо-ЭДС.

**2.1.6. Задача №6** по умножителям напряжения предполагает, что студент:

- знает основные схемы умножителей напряжения, которые бывают: симметричные и несимметричные, причем последние, в свою очередь, бывают первого рода и второго рода;
- знает, что из любой несимметричной схемы можно построить симметричную;
- умеет подключать нагрузку к умножителю напряжения;
- умеет рассчитать напряжение на любом элементе умножителя и ток через каждый элемент;
- умеет выбрать параметры каждого из элементов умножителя.

**2.1.7. Задача №7** по фильтрам для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения предполагает, что студент:

- знает схему и принцип действия следующих фильтров: индуктивного  $L$ -фильтра, емкостного  $C$ -фильтра, индуктивно-емкостного  $LC$ -фильтра и активно-емкостного  $RC$ -фильтра;
- знает, что такое многозвенный фильтр;
- знает, что такое коэффициент пульсаций  $k_{\Pi}$  выпрямленного напряжения и, в частном случае, коэффициент пульсаций по первой гармонике;

- знает, что такое коэффициент сглаживания  $k_{c21}$  фильтра и как он связан с параметрами фильтра;
- знает режимы прерывистого и непрерывного тока для  $LC$ -фильтра и может рассчитать величину индуктивности  $L$  дросселя фильтра и величину емкости  $C$  конденсатора фильтра, исходя из заданного значения коэффициента пульсаций на выходе фильтра.

**2.1.8. Задача №8** по явлению коммутации токов вентилях, по падениям напряжения из-за коммутации и внешним характеристикам выпрямителей предполагает, что студент:

- знает, что такое коммутация тока из вентиля в вентиль;
- понимает, чем отличается идеальная коммутация от реальной;
- знает, чем определяется длительность коммутации тока;
- знает, что конечная длительность коммутации приводит к дополнительному падению напряжения;
- различает процессы коммутации при учете активных или индуктивных сопротивлений в цепи вторичных обмоток сетевого трансформатора;
- знает количественную связь среднего значения падения напряжения с индуктивностью рассеяния и углом проводимости вентиля при индуктивной нагрузке

$$\Delta U = \frac{I_d \cdot X_S}{\lambda} = \frac{I_d \cdot X_S \cdot m_2}{2\pi} = \frac{I_d \cdot 2\pi \cdot f \cdot L_S \cdot m_2}{2\pi} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \Delta U = I_d \cdot f \cdot L_S \cdot m_2$$

для выпрямителей со средней точкой и как она изменяется в зависимости от схемы выпрямителя;

- знает, что такое внешняя характеристика выпрямителя и как она зависит от характера нагрузки последнего (активная, индуктивная, емкостная);
- знает, что такое время коммутации и угол коммутации.

**2.1.9. Задача №9** по управляемым выпрямителям предполагает, что студент:

- знает, как из неуправляемого выпрямителя сделать управляемый;
- знает, что такое угол  $\alpha$  управления управляемого выпрямителя и от чего он отсчитывается;
- знает пределы изменения углов  $\alpha$  управления для различных схем управления, при разных нагрузках выпрямителей (активная, индуктивная);
- знает, что такое регулировочная характеристика выпрямителя и ее зависимость от угла управления и характера нагрузки;
- умеет качественно нарисовать временные диаграммы токов и напряжений при любом угле управления;

– знает, что такое коэффициент мощности выпрямителя, в том числе и управляемого и умеет рассчитать его при различных видах нагрузки выпрямителя.

**2.1.10. Задача №10** по инверторам, ведомым сетью, предполагает, что студент:

– знает, что такое инвертор ведомый сетью и для чего он предназначен;

– знает, как перевести управляемый выпрямитель в режим инвертора, ведомого сетью (зависимого инвертора);

– знает, что такое угол опережения  $\beta$  и как он связан с углом управления  $\alpha$  ;

– знает, как применить количественные выражения, полученные из анализа выпрямителей, к инвертору;

– может нарисовать временные диаграммы токов и напряжений в режиме инвертора;

– знает, что такое входная характеристика инвертора и от чего она зависит;

– знает, что такое время восстановления вентильных свойств тиристора и как оно связано с минимальным углом восстановления запирающих свойств;

– знает, что такое предельный угол коммутации и как он связан с углом  $\beta$  опережения;

– знает, что такое предельный ток инвертирования.

## **2.2. Контрольная работа №2**

Письменная контрольная работа №2 предполагает собой подготовку численных исходных данных для выполнения лабораторной работы "Исследование однофазных маломощных выпрямителей и сглаживающих фильтров" с использованием пакета "Electonics Workbench" по курсу "Устройства преобразовательной техники (УПТ)", которая будет выполняться в 10 семестре. Результаты подготовки численных данных представляются в виде решения задачи, рассматриваемой в разделе 3.11 настоящего пособия.

### 3. ПРИМЕРЫ РЕШЕНИЯ ТИПОВЫХ ЗАДАЧ КОНТРОЛЬНЫХ И ЭКЗАМЕНАЦИОННЫХ РАБОТ

#### 3.1. Задачи по элементной базе построения силовых цепей преобразователей

**3.1.1.** На вольт-амперной характеристике (ВАХ) тиристора укажите: участок, соответствующий запертому состоянию тиристора (в прямом направлении); участок, соответствующий включенному состоянию тиристора; участок, соответствующий запертому состоянию тиристора в обратном направлении; участок, соответствующий неустойчивому состоянию тиристора; участок, соответствующий пробоем тиристора.

**Решение.** Прежде чем приступить к решению, необходимо, естественно, знать, что такое тиристор и вольт-амперная характеристика и что все слова в вопросе понятны. Если это не так, то необходимо обратиться к лекциям и литературе.

Итак, тиристор – это четырехслойный полупроводниковый прибор, проводящий ток в одном направлении от анода А к катоду К, если он находится во включенном состоянии, и не проводящий тока ни в одно из направлений, если он находится в выключенном состоянии (естественно, если к нему приложено напряжение не более допустимого).

Включение тиристора осуществляется подачей управляющего тока в управляющий электрод УЭ. Условное изображение тиристора и его вольт-амперная характеристика представлены на рис. 3.1.

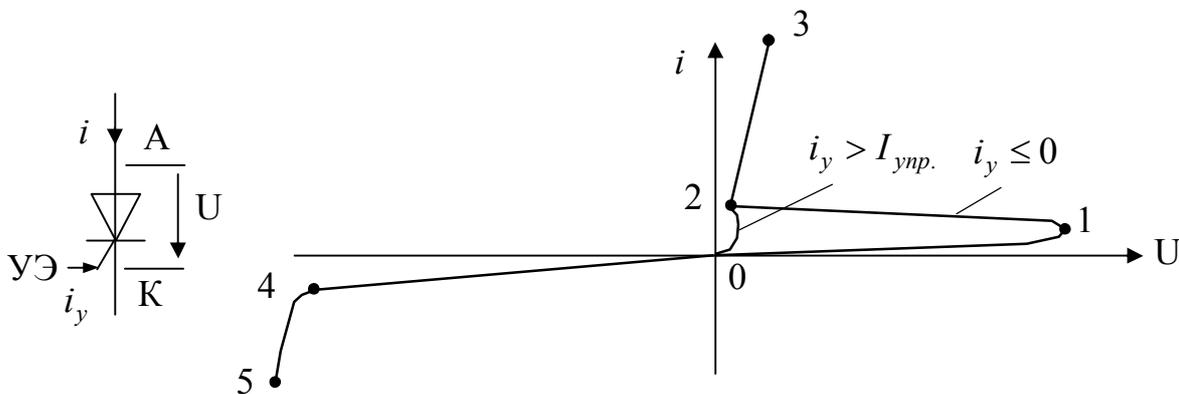


Рис. 3.1

ВАХ – это зависимость тока тиристора от напряжения, приложенного к тиристорам при различных токах управления.

При  $i_y \leq 0$  (ток управления в УЭ не поступает) тиристор находится в выключенном состоянии как при положительном напряжении – 0–1, так и при отрицательном – 0–5. Причем, если положительное напряжение превысит напряжение в точке 1, то тиристор включится (по аноду), а если от-

рицательное напряжение превысит напряжение в точке 4, то тиристор выйдет из строя из-за лавинообразного нарастания обратного тока – 4–5.

Если в УЭ тиристора подать ток управления  $i_y = I_{упр.}$ , то ВАХ тиристора изменится и тиристор будет проводить ток уже при малом напряжении. Это напряжение должно быть таким, чтобы ток тиристора превысил ток  $I_{уд.}$  удержания тиристора в открытом состоянии (точка 2).

Таким образом, если Вы все это знаете, то ответ на вопрос следующий:

0–1 – участок ВАХ, соответствующий запертому состоянию тиристора в прямом направлении;

1–2 – участок, соответствующий неустойчивому состоянию тиристора (при переходе из закрытого состояния в открытое при высоком напряжении или, наоборот, при токе тиристора меньшем тока удержания);

2–3 – участок, соответствующий включенному состоянию тиристора;

0–4 – участок, соответствующий запертому состоянию тиристора в обратном направлении;

4–5 – участок, соответствующий пробоем тиристора в обратном направлении.

**3.1.2.** На диаграмме управления тиристором указать линию нагрузки при  $E_{ухх} = 10$  В;  $I_{укз} = 1,5$  А и определить при какой длительности импульса управления тиристор может работать в этом случае?

**Решение:**

Диаграмма управления тиристором представлена на рис. 3.2 (см. [13]).

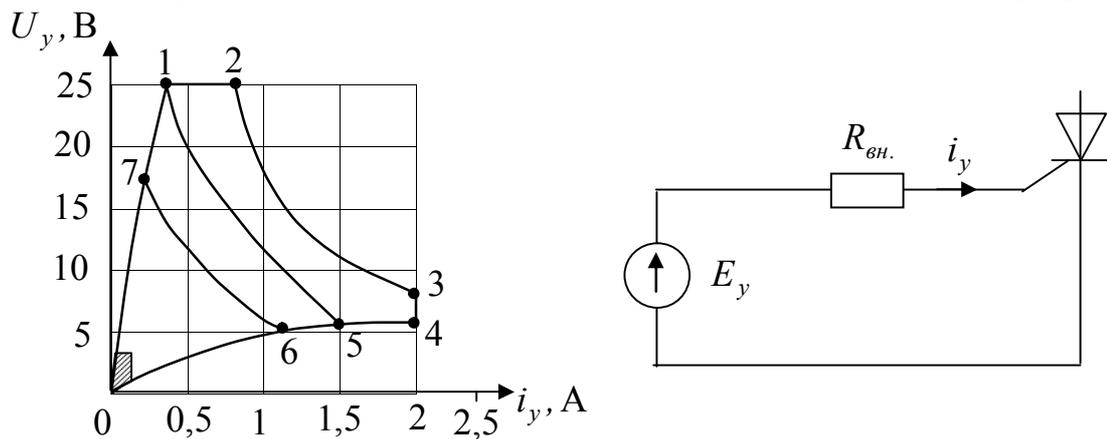


Рис. 3.2

И строится она следующим образом. Участок диаграммы 0–1 соответствует входной ВАХ управляющего электрода тиристора с высоким входным напряжением (малым током);

0–4 – участок диаграммы, соответствующий входной ВАХ управляющего электрода тиристоров с низким входным напряжением (большой ток);

1–2 – участок, ограничивающий максимальное напряжение на управляющем электроде;

2–3 – участок, ограничивающий максимальную мощность, рассеиваемую в цепи управляющего электрода при длительности импульса 0,05 мс;

3–4 – участок, ограничивающий максимальный ток УЭ;

1–5 – участок, ограничивающий предельно допустимую (максимальную) мощность при длительности импульса управления 0,5 мс;

7–6 – участок, ограничивающий предельно допустимую мощность, рассчитываемую на управляющем электроде при длительности импульса управления 10 мс.

На рис.3.2 представлена диаграмма управления конкретным тиристором Т142-63, и она имеет следующие ограничения: максимально допустимое прямое напряжение управления 25 В, максимально допустимый ток управления 2,0 А; заштрихованный участок, соответствующий  $U_y \cong 4$  В и  $I_y \cong 0,2$  А, – область низкой помехоустойчивости.

Наилучшие параметры управляющего импульса при длительности  $\leq 10$  мс будут соответствовать  $E_{yxx} = 15$  В,  $I_{yкз} = 1,5$  А, а линия, соединяющая эти две точки, будет являться нагрузочной. Внутреннее сопротивление источника должно быть при этом

$$R_{вн.} = \frac{E_{yxx}}{I_{yкз}} = \frac{15}{1,5} = 10 \text{ Ом.}$$

### 3.1.3. Нарисовать эквивалентную схему конденсатора.

**Решение.** Для решения этой задачи нужно знать, что такое эквивалентная схема и какие эквивалентные схемы бывают.

На рис. 3.3 представлены эквивалентные схемы:

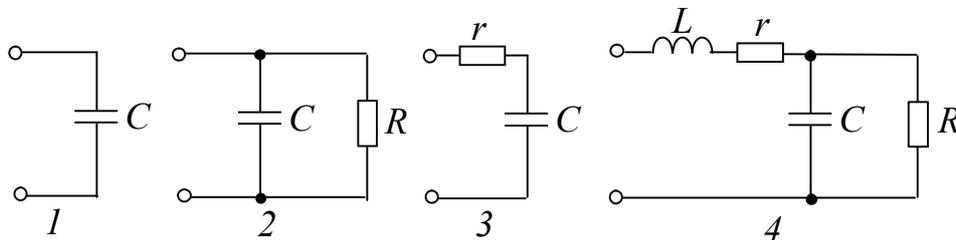


Рис. 3.3

1 – схема (обозначение) идеального конденсатора без потерь;

2 – параллельная схема замещения, учитывающая потери от напряжения на конденсаторе;

3 – последовательная схема замещения конденсатора, учитывающая потери от тока через конденсатор;

4 – полная схема замещения конденсатора, учитывающая потери от тока ( $r$ ), потери от напряжения ( $R$ ), индуктивность ( $L$ ) выводов конденсатора, которая отражает, в том числе, и его (конденсатора) конструкцию.

Следует заметить, что последовательная и параллельная схемы (2 и 3) равнозначны (эквивалентны) и могут быть взаимно преобразованы и пересчитаны исходя из равенства потерь:

$$\frac{U_C^2}{R} = I_C^2 \cdot r, \text{ но}$$

$$I_C = U_C \cdot \omega C, \text{ откуда имеем}$$

$$\frac{1}{R} = \omega^2 C^2 r \Rightarrow r = \frac{1}{\omega^2 C^2 R} \Rightarrow R = \frac{1}{\omega^2 C^2 r}.$$

**3.1.4.** Нарисовать эквивалентную схему замещения однофазного двухобмоточного трансформатора, пояснить физическое назначение элементов в ней, если известно, что трансформатор броневой конструкции, выполненный из холоднокатанной электротехнической стали, работает на однофазный мостовой выпрямитель с емкостным фильтром. Напряжение сети 220 В, частота 50 Гц, среднее значение выпрямленного тока  $I_d = 2$  А, среднее значение выпрямленного напряжения  $U_d = 200$  В, а ток намагничивания составляет примерно 5% от номинального тока.

**Решение.** На рис. 3.4, а-е представлены эквивалентные схемы двухобмоточного трансформатора.

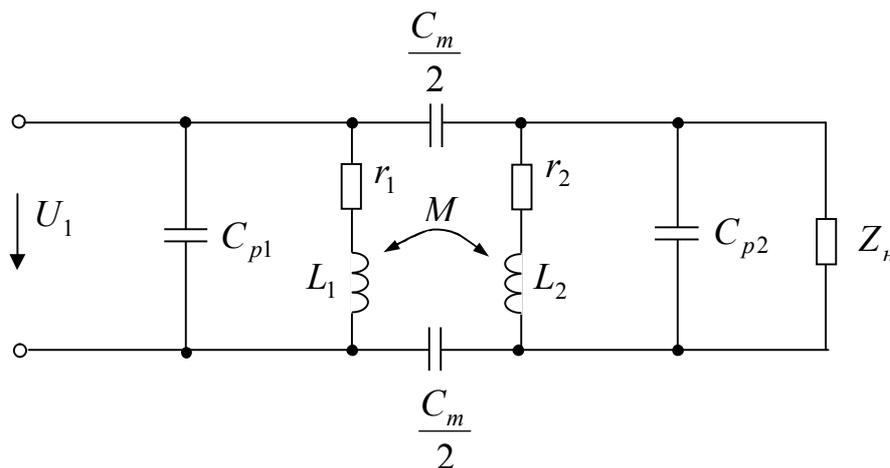


Рис. 3.4,а

На рис. 3.4,а полная схема замещения с учетом распределенных емкостей первичной и вторичной обмотки, замещенных соответственно сосредоточенными емкостями  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$ , а также межобмоточных емкостей

$\frac{C_m}{2}$ , разбитых для симметрии на две части. В этой схеме представлены также активные сопротивления первичной  $r_1$  и вторичной  $r_2$  обмотки, полные индуктивности первичной  $L_1$  и вторичной  $L_2$  обмотки и взаимная индуктивность  $M$  обмоток.

По нашим исходным данным рассчитать все элементы схемы замещения довольно сложно. Например, один из путей – это произвести полный конструкторский расчет трансформатора, а затем по эмпирическим формулам рассчитать емкости. Учитывая, что частота работы трансформатора низкая, напряжение не более 220 В, схему замещения можно упростить, пренебрегая емкостями, и преобразовать так, как показано на рис. 3.4,б.

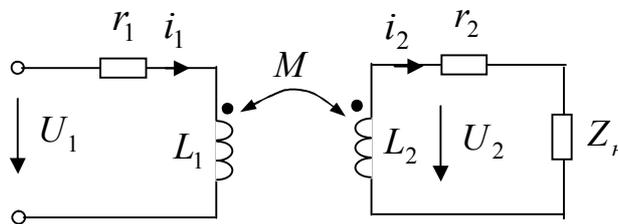


Рис. 3.4,б

Далее развязываем магнитную связь по правилам, изучавшимся в теории электрических цепей. Поскольку при принятых направлениях токов соединение обмоток встречное, то схема преобразуется к виду, представленному на рис. 3.4,в.

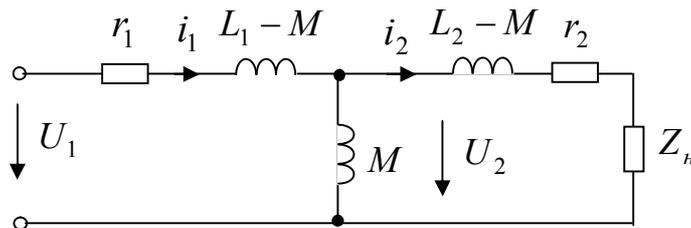


Рис. 3.4,в

Эта схема получена на основе формального преобразования уравнений трансформатора, и не все ее элементы имеют физический смысл. Например, при неравных индуктивностях  $L_1 \neq L_2$  получаем, что  $M = \sqrt{L_1 L_2}$ , а значит и  $L_2 < M$  и индуктивность  $(L_2 - M)$  становится отрицательной, эту схему используют при  $L_1 = L_2$ , т.е. при  $k_{тр} = 1$ .

Поэтому чаще пользуются схемой замещения, представленной на рис. 3.4,г.

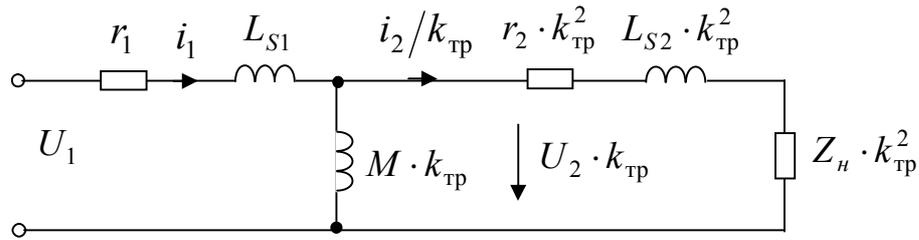


Рис. 3.4,г

где все элементы имеют физическое содержание, так  $r_1, r_2$  - активные сопротивления обмоток;

$L_{S1}, L_{S2}$  - индуктивности рассеяния соответственно первичной и вторичной обмоток;

$$k_{\text{тр}} = \frac{W_1}{W_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} - \text{коэффициент трансформации};$$

$M = k_{\text{св}} \sqrt{L_1 L_2}$  - взаимная индуктивность первичной и вторичной обмоток, являющаяся индуктивностью намагничивания трансформатора с единичным коэффициентом трансформации;

$k_{\text{св}}$  - коэффициент связи между обмотками, который можно выразить как отношение потока намагничивания  $\Phi_0$  к среднему геометрическому полных потоков первичной и вторичной обмоток, т.е.

$$k_{\text{св}} = \frac{\Phi_0}{\sqrt{\Phi_1 \Phi_2}} = \frac{\Phi_0}{\sqrt{(\Phi_{S1} + \Phi_0)(\Phi_{S2} + \Phi_0)}},$$

где  $\Phi_{S1}, \Phi_{S2}$  - потоки рассеяния первичной и вторичной обмоток.

Из схемы рис. 3.4,г видно, что все физические параметры вторичной обмотки приведены к напряжению первичной обмотки, причем

$$i'_2 = \frac{i_2}{k_{\text{тр}}}, \quad r'_2 = r_2 \cdot k_{\text{тр}}^2, \quad L'_{S2} = L_{S2} \cdot k_{\text{тр}}^2, \quad Z'_н = Z_н \cdot k_{\text{тр}}^2,$$

$$M' = M \cdot k_{\text{тр}}, \quad U'_2 = U_2 \cdot k_{\text{тр}},$$

где штрихами обозначены приведенные величины.

Для того чтобы привести все физические параметры к вторичной обмотке, необходимо представить схему в виде рис. 3.4,д.

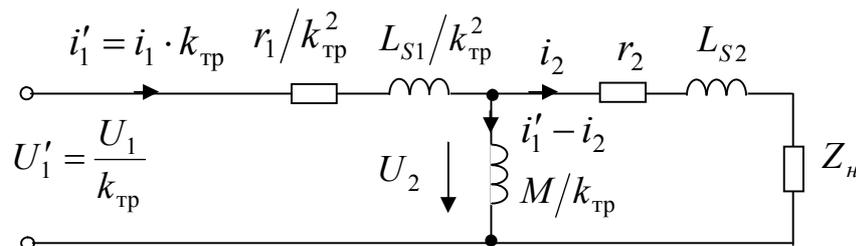


Рис. 3.4,д

При расчете выпрямителей схему чаще всего упрощают еще больше, пользуясь тем, что ток  $i_1' - i_2$  в реальных трансформаторах много меньше тока нагрузки. В таком случае  $i_1' \approx i_2$  и соответственно активные сопротивления и индуктивности рассеяния обмоток переносят на вторичную сторону, а для подключения трансформатора и сети используют понятие идеального трансформатора. В таком случае схема приобретает вид, представленный на рис. 3.4,е.

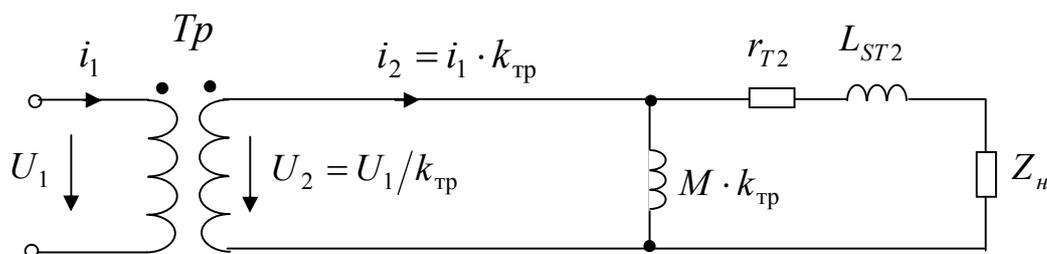


Рис. 3.4,е

Как известно, суммарное активное сопротивление обмоток трансформатора, приведенное к вторичной обмотке [6], можно приближенно найти по формуле

$$r_{T2} = r_2 + r_1 = k_V \cdot \frac{U_d}{I_d \cdot f_C \cdot B_m} \sqrt[4]{\frac{S \cdot f_C \cdot B_m}{U_d \cdot I_d}},$$

где  $k_V = 3,5$  для однофазной мостовой схемы выпрямителя;

$U_d = 200$ ;  $I_d = 2$  А;  $f_C = 50$  Гц – по исходным данным;

$B_m = (1,5 \div 1,7)$  Тл – для электротехнических сталей работающих на  $f_C = 50$  Гц;

$S = 1$  следует из конструкции трансформатора.

Тогда получаем

$$r_{T2} = 3,5 \cdot \frac{200}{2 \cdot 50 \cdot 1,5} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,5}{200 \cdot 2}} = 3,1 \text{ Ом.}$$

Индуктивность рассеяния, приведенную к вторичной обмотке, находим по аналогичному соотношению

$$L_{ST2} = 0,5 \cdot k_L \cdot \sigma \frac{U_d}{I_d \cdot f_C \cdot B_m} \sqrt[4]{\frac{\sigma \cdot f_C \cdot B_m}{U_d \cdot I_d}},$$

здесь коэффициент 0,5 соответствует  $\sigma = 2$ , когда вторичная обмотка расположена на двух стержнях.

Если вторичная обмотка расположена на одном стержне (как в броневом трансформаторе), то  $\sigma = 1$  и вместо коэффициента 0,5 нужно брать 1, т.е.

$$L_{ST2} = 1 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot \frac{200}{2 \cdot 50 \cdot 1,5} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,5}{200 \cdot 2}} = 10 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Для нахождения других параметров схемы замещения произведем расчет выпрямителя, работающего на емкость, графоаналитическим способом, для чего определяем параметр (пренебрегая дифференциальными сопротивлениями вентилей):

$$A = \frac{\pi \cdot r_{T2}}{m_2 \cdot r_d} = \frac{\pi \cdot 3,1}{2 \cdot 100} = 0,05.$$

По зависимости  $\theta = f(A)$  определяем угол отсечки  $\theta = 25^\circ$  и угол проводимости вентилей  $\lambda = 2\theta = 50^\circ$  (см. Приложение 4.2. 3).

Определяем параметр

$$x = \frac{\omega \cdot L_{ST2}}{r_{T2}} = \frac{2\pi \cdot f_C \cdot L_{ST2}}{r_{T2}} = \frac{2\pi \cdot 50 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{3,1} \cong 1.$$

По зависимости  $B = f(A)$  при  $\alpha = 1$  определяем

$$B(A = 0,05) = \frac{U_2}{U_d} = 0,9,$$

откуда  $U_2 = 0,9U_d = 0,9 \cdot 200 = 180$  В.

Находим коэффициент трансформации

$$k_{тр} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{180} = 1,22.$$

По зависимости  $D = f(A)$  при  $x = 1$  находим

$$D(A = 0,05) = \frac{m_2 \cdot I_{20}}{I_d} = 2,5$$

и определяем действующий ток вторичной обмотки, соответствующий однофазной нулевой схеме при  $m_2 = 2$ :

$$I_{20} = \frac{2,5 \cdot I_d}{m_2} = \frac{2,5 \cdot 2}{2} = 2,5 \text{ А.}$$

Поскольку у нас схема мостовая, то действующий ток во вторичной обмотке трансформатора будет в  $\sqrt{2}$  раз больше, т.к. ток будет протекать в оба полупериода

$$I_2 = \sqrt{2} \cdot I_{20} = \sqrt{2} \cdot 2,5 = 3,53 \text{ А.}$$

Зная ток и напряжение вторичной обмотки, определяем габаритную мощность трансформатора

$$P_{габ} = U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2 = 180 \cdot 3,53 = 636 \text{ ВА.}$$

Определяем эквивалентный первичный ток трансформатора (без выпрямителя!), нагруженного на активную нагрузку, мощность которой равна габаритной мощности трансформатора:

$$I_1 = \frac{P_{габ}}{U_1} = \frac{636}{220} = 2,89 \text{ А.}$$

Тогда ток намагничивания, приведенный к первичной обмотке

$$I_{\mu} \cong 0,05 \cdot I_1 = 0,05 \cdot 2,89 = 0,144 \text{ А.}$$

Соответственно индуктивность намагничивания примерно равна  $L_1$ :

$$L_1 \cong \frac{U_1}{\omega \cdot I_{\mu}} = \frac{220}{314 \cdot 0,144} = 4,85 \text{ Гн.}$$

Из соотношения

$$k_{\text{тр}} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \Rightarrow \text{определяем}$$

$$L_2 = \frac{L_1}{k_{\text{тр}}^2} = \frac{4,85}{1,22^2} = 3,25 \text{ Гн.}$$

Из сравнения схем рис.3.4,д и рис. 3.4,е можно определить, что

$$\begin{aligned} L_{ST2} &= \frac{L_{S1}}{k_{\text{тр}}^2} + L_{S2} = L_{S2} + L_{S2} = 2L_{S2} = 2 \left( L_2 - \frac{M}{k_{\text{тр}}} \right) = \\ &= 2 \left( L_2 - k_{\text{св}} \sqrt{L_1 L_2} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \right) = 2L_2 (1 - k_{\text{св}}). \end{aligned}$$

Из последнего соотношения можно найти коэффициент связи между обмотками:

$$\begin{aligned} 1 - k_{\text{св}} &= \frac{L_{ST2}}{2L_2} \Rightarrow \\ k_{\text{св}} &= 1 - \frac{L_{ST2}}{2L_2} = 1 - \frac{10 \cdot 10^{-3}}{3,25} = 0,997. \end{aligned}$$

Тогда взаимная индуктивность будет равна

$$M = k_{\text{св}} \sqrt{L_1 L_2} = 0,997 \cdot \sqrt{4,85 \cdot 3,25} = 3,96 \text{ Гн.}$$

**3.1.5.** Спроектировать дроссель для сглаживания пульсаций в однофазном мостовом выпрямителе по следующим исходным данным:

$I_d = 20$  А (среднее значение выпрямленного тока);

$U_d = 310$  В (среднее значение выпрямленного напряжения);

$k'_n = 0,03$  (коэффициент пульсаций на нагрузке);

$L_{\text{др}} = 0,113$  Гн (индуктивность дросселя);

$f_c = 50$  Гц (частота напряжения сети).

---

Найти конструктивные параметры.

1. Так как  $k'_n = 0,03$ , то переменная составляющая тока мала и эффективное значение тока дросселя практически равно среднему выпрямленному току:

$$I_{\text{др эф}} = \sqrt{I_d^2 + I_m^2} \cong I_d = 20 \text{ А.}$$

2. Максимальная магнитная энергия, запасенная в дросселе

$$W_L = \frac{L_{\text{др}} I_m^2}{2} = \frac{L_{\text{др}} I_d^2}{2} = \frac{0,113 \cdot 20^2}{2} = 22,6 \text{ Дж.}$$

3. Габаритная мощность дросселя

$$P_{\text{габ}} = U_{1\sim} \cdot I_{\text{др эф}},$$

где  $U_{1\sim}$  - переменная составляющая напряжения (действующее значение), причем

$$U_{1\sim} \cong \frac{k_{\text{пл}} \cdot U_d}{\sqrt{2}} = \frac{2 \cdot U_d}{(m_n^2 - 1)\sqrt{2}} = \frac{2 \cdot 310}{(2^2 - 1)\sqrt{2}} = 147 \text{ В.}$$

Тогда

$$P_{\text{габ}} = 147 \cdot 20 = 2940 \text{ ВА.}$$

4. Произведение сечения стали на сечение окна найдем по формуле

$$S_0 S_C = \frac{P_{\text{габ}} \cdot 100}{2 \cdot k_\phi \cdot f \cdot j \cdot B_m \cdot k_0 \cdot k_c} \quad ([6], \text{ стр. 91})$$

с учетом, того что

$k_\phi = 1,11$  - коэффициент формы;

$f = m_n \cdot f_c = 2 \cdot 50 = 100$  Гц – частота напряжения первой гармоники,

прикладываемого к дросселю;

$m_n$  - число пульсаций на периоде сети;

$j = 1,8$  А/мм<sup>2</sup> – плотность тока, ориентировочно;

$B_m = 1,5$  Тл – индукция, ориентировочно;

$k_0 = 0,3$  - коэффициент заполнения окна медной шинкой (ориентировочно);

$k_c = 0,83$  - коэффициент заполнения магнитопровода магнитным материалом.

Тогда имеем

$$S_0 S_C = \frac{2940 \cdot 100}{2 \cdot 1,11 \cdot 100 \cdot 1,8 \cdot 1,5 \cdot 0,3 \cdot 0,83} = 1969 \text{ см}^4.$$

5. Выбираем два сердечника ШЛ 40×64 с параметрами  $a = 4$  см;  $b = 6,4$  см;  $c = 4$  см;  $h = 10$  см;  $l_c = 34,2$  см = 0,342 м;  $k_c = 0,828$ , установ-

ленные так, как показано на рис. 3.5 (нижняя половина), и рассчитаем следующие величины.

Площадь, через которую протекает магнитный поток (сечение стали):

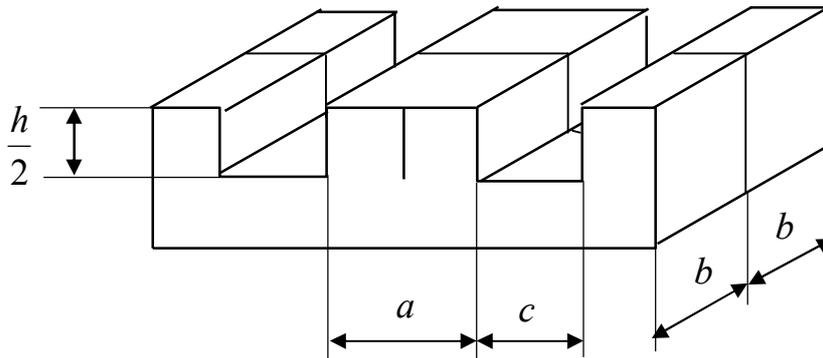
$$S_{c\Sigma} = a \cdot 2b = 4 \cdot 2 \cdot 6,4 = 51,2 \text{ см}^2.$$

Сечение, в котором располагается обмотка (сечение окна), остается тем же:

$$S_0 = c \cdot h = 4 \cdot 10 = 40 \text{ см}^2.$$

Тогда произведение

$$S_0 S_c = 51,2 \cdot 40 = 2048 \text{ см}^4.$$



$$\begin{aligned} a &= 40 \text{ мм} = 4 \text{ см} \\ c &= 40 \text{ мм} = 4 \text{ см} \\ b &= 64 \text{ мм} = 6,4 \text{ см} \\ h &= 100 \text{ мм} = 10 \text{ см} \end{aligned}$$

Рис. 3.5

6. Максимальный зазор, при котором еще не будет наблюдаться эффекта выпучивания магнитного потока, составляет  $l_{3\max} = 12,5\%$  от минимального размера в сечении магнитопровода, т.е.  $l_{3\min} = 0,125 \min \left[ \frac{a}{2}, 2b \right]$

для крайнего стержня магнитопровода, что составляет

$$l_{3\min} = 0,125 \cdot \frac{a}{2} = 0,125 \cdot \frac{40}{2} = 2,5 \text{ мм} = 0,0025 \text{ м}.$$

7. Энергия, запасенная в зазоре максимальной величины

$$W_3 = \frac{B_3 \cdot H_3}{2} \cdot V_3 = \frac{B_3^2}{2\mu_0} \cdot 2 \cdot S_{c\Sigma} \cdot l_3 \cdot k_c,$$

где

$B_3 = 1,5 \text{ Тл}$  - индукция в зазоре;

$H_3 \left[ \frac{\text{А}}{\text{М}} \right]$  - напряженность в магнитного поля в зазоре;

$l_3 = l_{3\max} = 0,0025 \text{ м}$ ;

$S_{c\Sigma} = a \times 2b = 0,04 \cdot 2 \cdot 0,064 = 51,3 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$ ;

$k_c = 0,828$  - коэффициент заполнения сердечника сталью.

Подставляя выбранные величины в формулу, получим

$$W_3 = \frac{1,5^2}{4\pi \cdot 10^{-7}} \cdot 51,3 \cdot 10^{-4} \cdot 0,0025 \cdot 0,828 = 18,98 \text{ Дж.}$$

8. Таким образом энергия, запасенная в зазоре, меньше требуемой. Увеличиваем магнитопровод до двух сердечников ШЛ40×80 и опять подсчитываем энергию в зазоре, предварительно подсчитав  $S_{\text{сз}} = 0,04 \times 0,08 \times 2 = 64 \cdot 10^{-4}$ .

$$W_3 = \frac{1,5^2}{4\pi \cdot 10^{-7}} \cdot 64 \cdot 10^{-4} \cdot 0,0025 \cdot 0,828 = 23,67 \text{ Дж.}$$

Так как энергия, запасаемая в зазоре, больше требуемой, то уменьшим зазор до величины, которую найдем из пропорции

$$0,0025 - 23,67$$

$$l_3 - 22,6, \text{ откуда}$$

$$l_3 = \frac{22,6 \cdot 0,0025}{23,67} = 0,00239 \text{ м.}$$

9. При найденном зазоре рассчитываем эквивалентную магнитную проницаемость

$$\mu_3 = \frac{B_m \cdot \mu_0 \cdot l_c}{H_m \cdot \mu_0 \cdot l_c + B_m \cdot 2 \cdot l_3} = \frac{1,5 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,342}{400 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,342 + 1,5 \cdot 2 \cdot 0,00239} = 8,4 \cdot 10^{-5} \left[ \frac{\text{Гн}}{\text{м}} \right],$$

где  $B_m$  - индукция в магнитопроводе при максимальном токе, найденная из кривой намагничивания;

$H_m$  - напряженность магнитного поля в магнитопроводе при  $B = B_m$ .

10. Магнитное сопротивление магнитопровода с зазором

$$R_{\text{мз}} = \frac{1}{\mu_3} \cdot \frac{l_c}{S_{\text{сз}} \cdot k_c} = \frac{1}{8,5 \cdot 10^{-5}} \cdot \frac{0,342}{6,4 \cdot 10^{-4} \cdot 0,828} = 0,77 \cdot 10^6 \left[ \frac{1}{\text{Гн}} \right].$$

11. Число витков обмотки

$$W = \sqrt{L \cdot R_{\text{мз}}} = \sqrt{0,113 \cdot 0,77 \cdot 10^6} = 294 \text{ витка.}$$

12. Сечение провода обмотки

$$S_{\text{пр}} = \frac{I_d}{j} = \frac{20}{1,8} = 11 \text{ мм}^2.$$

13. Выбираем шинку медную размером 1,8×5,6 мм и толщиной изоляции 0,2 мм на сторону. Размеры шинки с изоляцией 2,2×6 мм.

Тогда в один ряд укладывается  $N$  витков:

$$N = \frac{h \cdot 0,9}{6} = 15,$$

где  $h$  - высота окна, а коэффициент 0,9 учитывает неточность укладки.

Число слоев, которое укладывается в окне,

$$M = \frac{c \cdot 0,9}{2,2} = \frac{40 \cdot 0,9}{2,2} = 16 \text{ слоев.}$$

Общее число витков, которое войдет в окно,

$$W = N \cdot M = 15 \cdot 16 = 240 \text{ витков.}$$

14. Таким образом, 294 витка не входит.

Требуется добавить еще один сердечник ШЛ40×40, с тем чтобы уменьшить магнитное сопротивление и соответственно число витков.

Такая конструкция магнитопровода представлена на рисунке 3.6.

15. Энергия, запасаемая в магнитном зазоре  $l_{3max} = 0,0025$  м, будет равна

$$W_3 = \frac{B_3^2}{\mu_0} \cdot S_{ст} \cdot k \cdot l_3 = \frac{1,5^2}{4\pi \cdot 10^{-7}} \cdot (4 \times 20) \cdot 10^{-4} \cdot 0,828 \cdot 0,0025 = 29,65 \text{ Дж.}$$

Требуется уменьшить зазор до величины, найденной из пропорции

$$l_3 \quad - \quad 22,6 \text{ ,}$$

$$\text{откуда } l_3 = \frac{22,6}{29,65} \cdot 0,0025 = 0,0019 \text{ м.}$$

16. Эквивалентная магнитная проницаемость

$$\begin{aligned} \mu_3 &= \frac{B_m \cdot \mu_0 \cdot l_c}{H_m \cdot \mu_0 \cdot l_c + B_m \cdot 2 \cdot l_3} = \\ &= \frac{1,5 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,342}{400 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,342 + 1,5 \cdot 2 \cdot 0,0019} = 1,1 \cdot 10^{-4} \frac{\text{Гн}}{\text{м}}. \end{aligned}$$

$$17. R_{м3} = \frac{1}{\mu_3} \cdot \frac{l_c}{S_c \cdot k_c} = \frac{0,342}{1,1 \cdot 10^{-4} \cdot 80 \cdot 10^{-4} \cdot 0,83} = 0,47 \cdot 10^6 \left[ \frac{1}{\text{Гн}} \right].$$

$$18. W = \sqrt{0,113 \cdot 0,47 \cdot 10^6} = 230 \text{ витков.}$$

Таким образом, обмотка входит.

19. Длина среднего витка обмотки из рисунка

$$l_{обм.ср} = 2(40 + 200) + \pi \cdot 20 = 543 \text{ мм} = 0,543 \text{ м.}$$

20. Длина провода обмотки

$$l_{обм} = W \cdot l_{обм.ср} = 230 \cdot 0,543 = 125 \text{ м.}$$

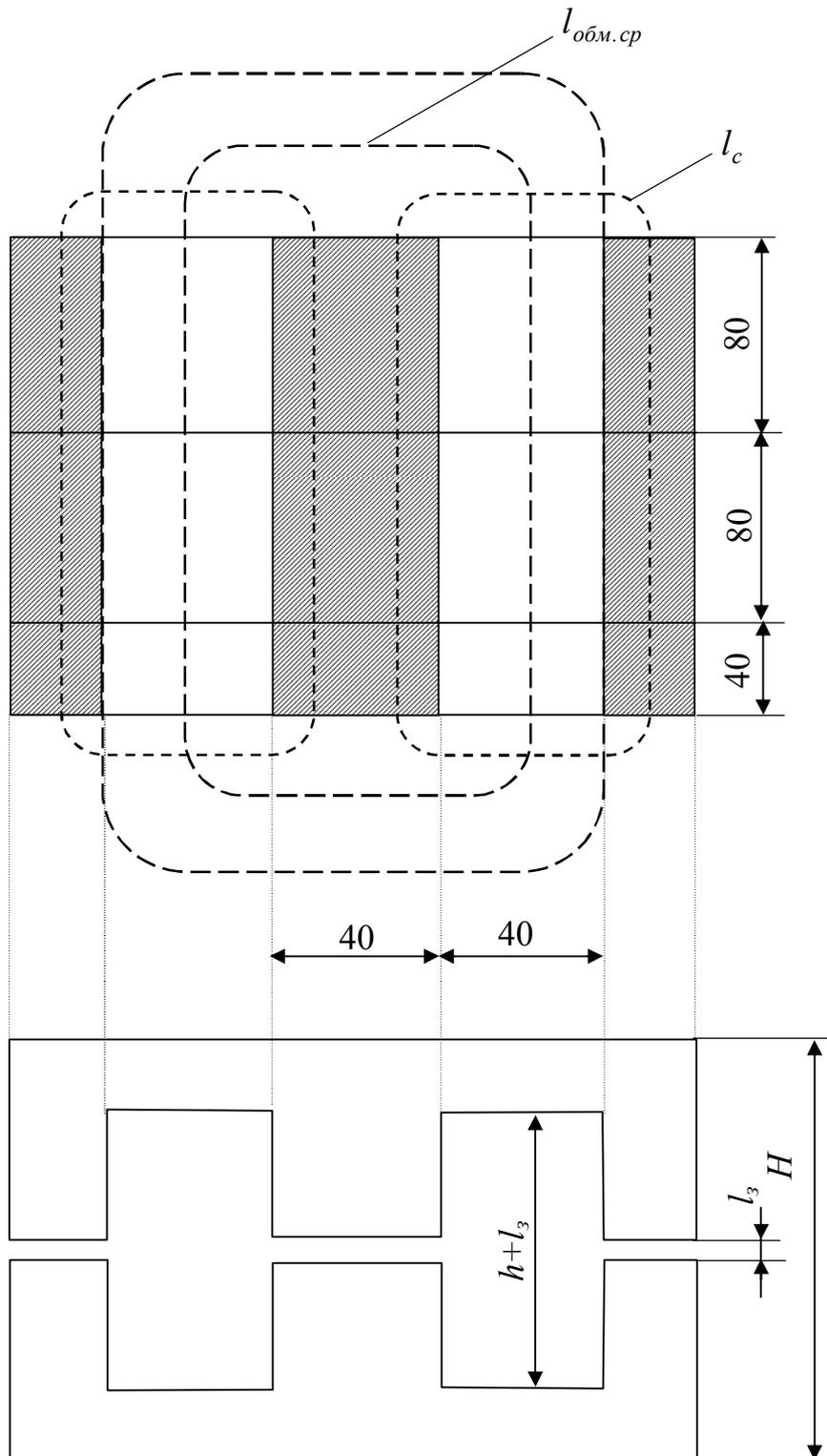


Рис. 3.6

21. Сопротивление провода при перегреве 60 °С

$$R_{\partial p} = \rho(1 + \Delta T \cdot \alpha) \cdot \frac{l}{S_{np}} = 0,0175(1 + 60 \cdot 0,0039) \cdot \frac{125}{10,1} = 0,267 \text{ Ом.}$$

22. Потери в обмотке дросселя

$$\Delta P_m = R_{\partial p} \cdot I_d^2 = 0,267 \cdot 20^2 = 107 \text{ Вт.}$$

23. Вес обмотки

$$G_{\text{обм}} = l \cdot S_{np} \cdot \gamma = 125 \text{ м} \cdot 10,1 \cdot 10^{-6} \cdot 8,9 \cdot 10^3 \frac{\text{кг}}{\text{м}^3} = 11,24 \text{ кг,}$$

где  $\gamma = 8,9 \cdot 10^3 \frac{\text{кг}}{\text{м}^3}$  - удельный вес меди.

24. Вес магнитопровода

$$G_c = G_1 + G_1 + G_2, \text{ где}$$

$$G_1 = 7,43 \text{ кг} - \text{вес ШЛ } 40 \times 80;$$

$$G_2 = 3,72 \text{ кг} - \text{вес ШЛ } 40 \times 40, \text{ тогда}$$

$$G_c = 7,43 + 7,43 + 3,72 = 18,58 \text{ кг.}$$

25. Вес дросселя

$$G_{\partial p} = G_{\text{обм}} + G_c = 11,24 + 18,58 = 29,82 \approx 30 \text{ кг.}$$

26. Переменная составляющая индукции в магнитопроводе дросселя

$$\Delta B_{\sim} = \frac{U_{\sim}}{k_{\phi} 2 \cdot f \cdot W \cdot S} = \frac{147}{1,11 \cdot 2 \cdot 100 \cdot 230 \cdot 80 \cdot 10^{-4}} = 0,360.$$

$$B_{\sim} = \frac{\Delta B_{\sim}}{2} = \frac{0,360}{2} = 0,180 \text{ Тл.}$$

27. Так как переменная составляющая  $B_{\sim}$  индукции мала, то малы будут и потери в дросселе на перемагничивание и вихревые токи.

**3.1.6.** Рассчитать параметры элементов схемы замещения двухобмоточного трансформатора, если известно, что при согласном включении первичной обмотки со вторичной эквивалентная индуктивность равна  $L_c = 2,46$  Гн, а при встречном -  $L_g = 0,94$  Гн, причем собственные индуктивности обмоток соответственно равны  $L_1 = 1,6$  Гн,  $L_2 = 0,1$  Гн.

**Решение.** Известно из ОТЦ, что

1. При согласном включении обмоток

$$L_c = L_1 + L_2 + 2M.$$

2. При встречном –

$$L_{\epsilon} = L_1 + L_2 - 2M .$$

3. Вычитая из первого уравнения второе, получим

$$L_c - L_{\epsilon} = 4M \Rightarrow$$

$$M = \frac{L_c - L_{\epsilon}}{4} = \frac{2,46 - 0,94}{4} = 0,38 \text{ Гн.}$$

4. Коэффициент связи обмоток

$$k_{св} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{0,38}{\sqrt{1,6 \cdot 0,1}} = 0,95 .$$

6. Коэффициент трансформации

$$k_{тр} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \sqrt{\frac{1,6}{0,1}} = 4 .$$

7. Индуктивность намагничивания, приведенная к первичной обмотке,

$$L_{\mu 1} = M \cdot k_{тр} = 0,38 \cdot 4 = 1,52 \text{ Гн.}$$

8. Индуктивность намагничивания, приведенная к вторичной обмотке,

$$L_{\mu 2} = \frac{L_{\mu 1}}{k_{тр}^2} = \frac{M \cdot k_{тр}}{k_{тр}^2} = \frac{M}{k_{тр}} = \frac{0,38}{4} = 0,095 \text{ Гн.}$$

9. Индуктивность рассеяния первичной обмотки

$$L_{S1} = L_1 - L_{\mu 1} = 1,6 - 1,52 = 0,08 \text{ Гн.}$$

10. Индуктивность рассеяния вторичной обмотки

$$L_{S2} = L_2 - L_{\mu 2} = 0,1 - 0,095 = 0,005 \text{ Гн.}$$

11. Суммарная индуктивность рассеяния, приведенная ко вторичной обмотке,

$$L_{ST2} = L_{S2} + \frac{L_{S1}}{k_{тр}^2} = 0,005 + \frac{0,08}{16} = 10 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

12. Тогда схему замещения можно представить в таком виде, как на рис. 3.7.

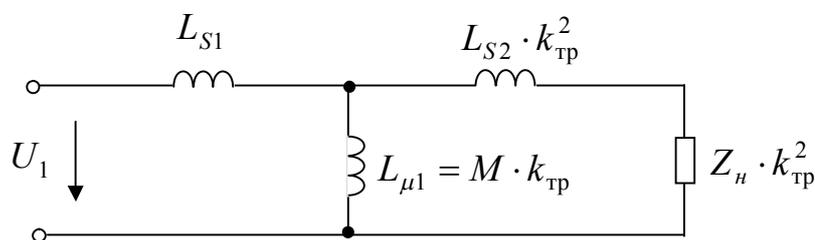


Рис. 3.7

13. Для расчета активных сопротивлений не хватает данных.

### 3.2. Задачи по работе однофазных идеальных выпрямителей на активную нагрузку

**3.2.1.** Рассчитать однофазный мостовой выпрямитель, работающий на активную нагрузку по следующим исходным данным и нарисовать временные диаграммы основных токов и напряжений.

Действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора  $U_2 = 200$  В.

Сопротивление нагрузке  $R_d = 10$  Ом.

Потери в выпрямителе отсутствуют.

#### *Методика решения задачи*

Формализуем исходные данные.

Дано:

Схема – однофазная мостовая.

Элементы схемы – идеальны.

$U_2 = 200$  В,

$R_d = 10$  Ом.

$U_d, I_d, P_d, k_T, I_2, P_2, I_1, P_1, P_{тр}, I_{Вф}, I_B, I_{Вм}, U_{обр}, \Delta P_B$  – ?

Временные диаграммы основных токов и напряжений – ?

1. Рассчитать выпрямитель – это значит найти все перечисленные величины, которые обозначают соответственно:

$U_d, I_d$  - среднее значение выпрямленного напряжения и тока;

$P_d$  - мощность выпрямленного тока;

$k_T = \frac{U_1}{U_2}$  - коэффициент трансформации;

$I_1, I_2$  - действующие значения токов первичной и вторичной обмоток;

$P_1, P_2, P_{тр}$  - габаритная (типовая) мощность соответственно первичной, вторичной обмоток и трансформатора в целом;

$I_{Bcp}, I_B, I_{Bm}$  - ток вентиля (диода, тиристора) – соответственно среднее значение, действующее значение и максимальное.

$U_{обр}$  - обратное максимальное напряжение, прикладываемое к вентилю.

$\Delta P_B$  - потери мощности на вентиле.

2. Прежде чем перейти к решению задачи, заметим, что не все указанные величины можно найти, потому что не задано напряжение на первичной обмотке. В связи с этим возможны два варианта решения задачи:

– доопределить задачу, задавая, например,  $U_1 = 220$  В, 50 Гц;

– исключить из определенных величин те, которые определить невозможно (в нашем случае это  $k_T, I_1$ ).

Выбираем первый вариант, т.е. доопределяем задачу.

3. По словесному описанию идентифицируем схему, если она не приведена в исходных данных, и обозначим все токи и напряжения так, как представлено на рис. 3.8.

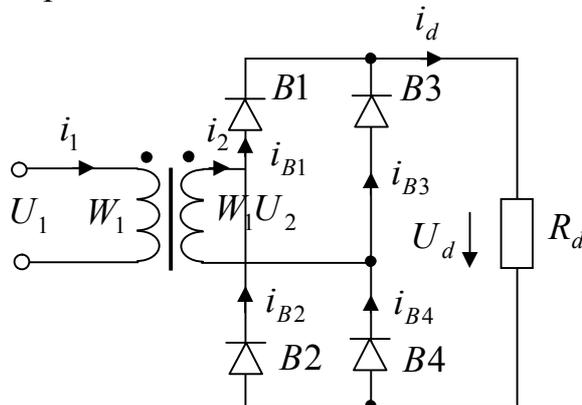


Рис. 3.8

4. Дальнейшее решение задачи возможно двумя способами:

4.1. Табличным, воспользовавшись для этого таблицей "Расчетные соотношения для выпрямительных схем" (см. приложение 4.2).

4.2. Аналитическим, воспользовавшись выведенными в теории выражениями.

Выберем табличный способ решения.

5. В таблице находим схему однофазную мостовую (схема Греча), работающую на активную нагрузку, для идеального (без потерь) выпрямителя и далее находим необходимые величины.

6. Выпрямленное напряжение из соотношения

$$\frac{U_2}{U_d} = 1,11 \quad \Rightarrow \quad U_d = \frac{U_2}{1,11} = \frac{200}{1,11} = 180 \text{ В.}$$

7. Выпрямленный ток (среднее значение)

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{180}{10} = 18 \text{ А.}$$

8. Мощность выпрямленного тока

$$P_d = U_d \cdot I_d = 180 \cdot 18 = 3240 \text{ Вт.}$$

9. Коэффициент трансформации

$$k_T = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{200} = 1,1.$$

10. Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора найдем из табличного соотношения

$$\frac{I_2}{I_d} = 1,11 \quad \Rightarrow \quad I_2 = 1,11 I_d = 1,11 \cdot 18 = 20 \text{ А.}$$

11. Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора из таблицы

$$\frac{I_1 \cdot k_T}{I_d} = 1,11 \quad \Rightarrow \quad I_1 = \frac{1,11 \cdot I_d}{k_T} = \frac{1,11 \cdot 18}{1,1} = 18,2 \text{ А.}$$

12. Габаритные мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора для мостовой схемы

$$\frac{P_1}{P_d} = \frac{P_2}{P_d} = \frac{P_{\text{тр}}}{P_d} = 1,23 \quad \Rightarrow$$

$$P_1 = P_2 = P_{\text{тр}} = 1,23 \cdot P_d = 1,23 \cdot 3240 = 3986 \text{ ВА.}$$

Рассчитанных данных достаточно, чтобы выбрать подходящий трансформатор по каталогу или составить техническое задание на его проектирование.

13. Для выбора диодов выпрямителя рассчитаем максимальное обратное напряжение, которое прикладывается к выключенному диоду

$$\frac{U_{обр.м}}{U_d} = 1,57 \Rightarrow U_{обр.м} = 1,57 \cdot 180 = 283 \text{ В.}$$

Допустимое обратное напряжение, которое должен выдержать диод, выбирается с некоторым запасом:

$$U_{обр.дон} = \frac{U_{обр.м}}{k_{зн}},$$

где  $k_{зн} = 0,5 \div 0,9$  - некоторый коэффициент запаса по напряжению, причем меньшее значение берется для более надежного преобразователя.

14. Среднее значение тока диода:

$$\frac{I_{Вср}}{I_d} = 0,5 \Rightarrow I_{Вср} = I_d \cdot 0,5 = 18 \cdot 0,5 = 9 \text{ А.}$$

15. Действующее значение тока вентиля (диода):

$$\frac{I_B}{I_d} = 0,785 \Rightarrow I_B = 0,785 \cdot I_d = 0,785 \cdot 18 = 14,1 \text{ А.}$$

16. Максимальное значение тока вентиля:

$$\frac{I_{Вм}}{I_d} = 1,57 \Rightarrow I_{Вм} = 1,57 \cdot I_d = 1,57 \cdot 18 = 28,3 \text{ А.}$$

17. Потери мощности в одном диоде:

$$\Delta P_{\partial} = I_{Вср} \cdot \Delta U_0 + I_B^2 \cdot r_{дин},$$

где  $\Delta U_0$ ,  $r_{дин}$  - параметры аппроксимированной ВАХ, соответственно остаточное падение напряжения (при нулевом токе) и динамическое сопротивление диода в рабочей точке. В данном случае диоды идеальны –  $\Delta U_0 = 0$ ;  $r_{дин} = 0$ .

18. Далее из той же таблицы берем другие параметры выпрямителя, которые понадобятся нам, например, при выборе фильтра.

Число пульсаций напряжения на периоде сети  $m_{п} = 2$ .

Частота первой гармоники  $f_1 = m_{п} \cdot f_c = 2 \cdot 50 = 100$  Гц.

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по первой гармонике

$$k_n \% = \frac{U_{1м} \cdot 100\%}{U_d} = 66,7\%.$$

Временные диаграммы основных токов и напряжений, к которым относятся  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_d$ ,  $I_d$ ,  $i_2$ ,  $i_B$ ,  $U_B$ , представлены на рис. 3.9.

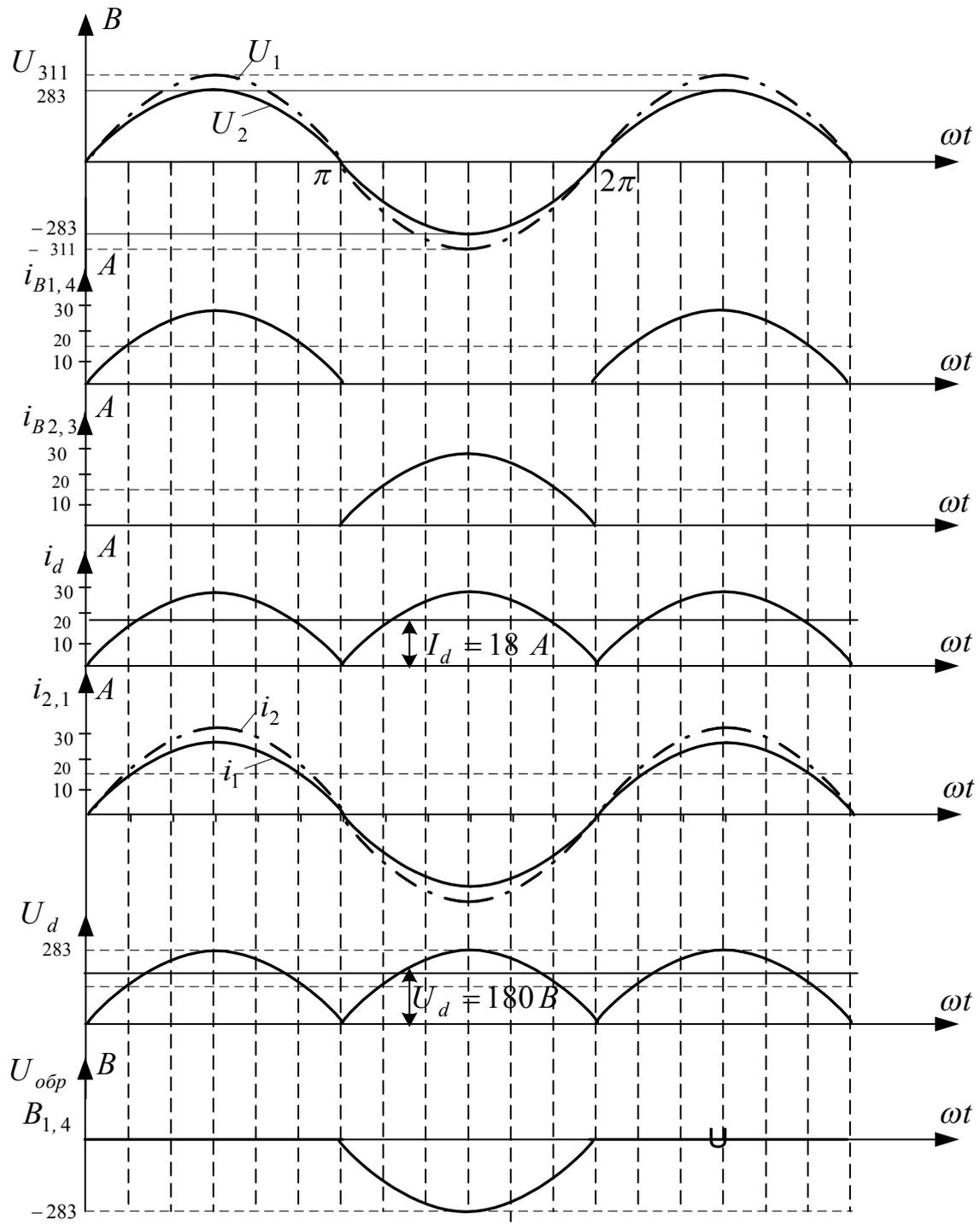


Рис. 3.9

Их построение должно вестись в следующей последовательности:

18.1. Нам известно, что действующее значение напряжения на вторичной обмотке 200 В. При этом мы дополнили задачу и конкретизировали, что первичное напряжение – напряжение промышленной сети 220В, 50 Гц. Форма напряжения сети синусоидальная. С него и начнем наши построения, задавшись масштабом по оси ординат и абсцисс. Для удобства построения полупериод синусоиды делим на 6 равных частей (30 электрических градусов).

18.2. На первом полупериоде, когда напряжение  $U_2$  положительно, проводят ток вентилей В1 и В4. Так как нагрузка активная, то форма тока будет повторять форму напряжения (синусоида) с амплитудой  $I_{Bm} = 28,3$  А. Аналогично для вентилей В2 и В3 на втором полупериоде.

18.3. Мгновенное значение выпрямленного тока нагрузки  $i_d(t)$  будет равно сумме токов вентилей  $i_{B1,4}$  и  $i_{B2,3}$ . Среднее значение  $I_d$  выпрямленного тока равно 18 А (прямая линия).

18.4. Ток  $i_2$  вторичной обмотки трансформатора численно будет равен току вентилей, но на первом полупериоде он будет положительный, а на втором – отрицательный.

18.5. Мгновенное значение выпрямленного напряжения  $u_d(t)$  численно равно напряжению  $u_2(t)$  вторичной обмотки, но оно будет однополярное. Среднее значение  $U_d$  выпрямленного напряжения будет постоянным и численно равно 180 В.

18.6. Напряжение, которое прикладывается к вентилям В1, В4, на первом полупериоде равно нулю (вентили В1, В4 включены), на втором полупериоде равно напряжению вторичной обмотки и приложено к вентилям В1, В4 в обратном (выключающем) направлении, так как на втором полупериоде включены вентили В2 и В3. Напряжение на В2 и В3 будет иметь такую же форму, но будет сдвинуто на один полупериод.

**3.2.2.** Рассчитать и сравнить однофазный выпрямитель со средней точкой и однофазный однополупериодный выпрямитель, работающие на активную нагрузку без фильтра, если выпрямленное напряжение на нагрузке равно 180 В, мощность постоянного тока в нагрузке равно 3240 Вт, напряжение питающей сети 220 В, частота сети 50 Гц.

1. Формулируем исходные данные:

Дано:

Схема – однофазная со средней точкой (нулевая) и однофазная однополупериодная.

$$P_d = 3240 \text{ Вт};$$

$$U_d = 180 \text{ В};$$

$$U_1 = 220 \text{ В};$$

$$f = 50 \text{ Гц}.$$

Определить  $I_d$ ,  $R_d$ ,  $k_T$ ,  $U_2$ ,  $I_2$ ,  $P_2$ ,  $I_1$ ,  $P_1$ ,  $P_{тр}$ ,  $I_{Bcp}$ ,  $I_B$ ,  $I_{Bm}$ ,  $U_{обр}$ ,  $\Delta P_B$ .

2. Схемы выпрямителей представлены на рис. 3.10.

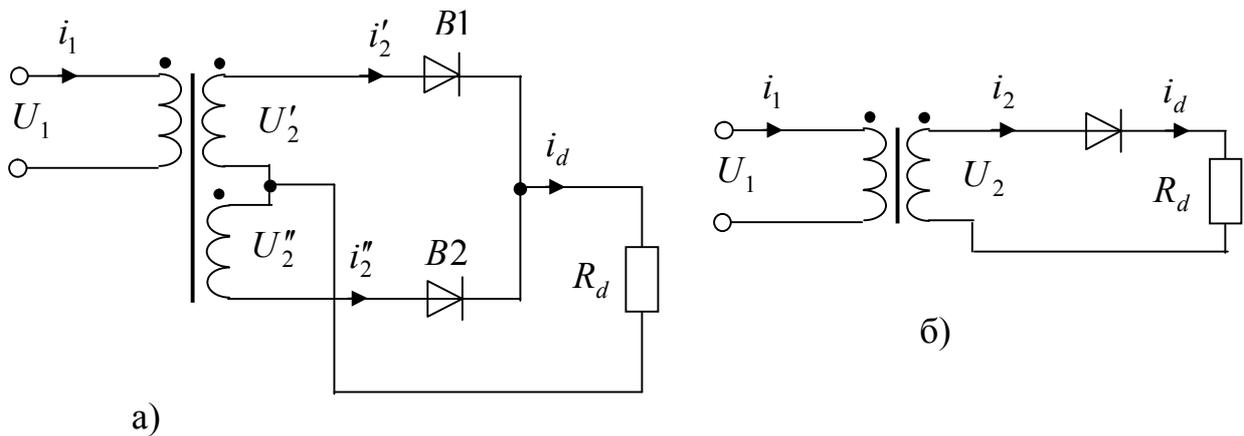


Рис. 3.10

3. Определяем выпрямленный ток (среднее значение) из равенства

$$P_d = U_d \cdot I_d \quad \Rightarrow$$

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{3240}{180} = 18 \text{ А}.$$

4. Определяем сопротивление нагрузки

$$R_d = \frac{U_d}{I_d} = \frac{180}{18} = 10 \text{ Ом}.$$

5. Замечаем, что по выходным параметрам  $P_d$ ,  $U_d$ ,  $I_d$ ,  $R_d$  рассчитываемые выпрямители полностью идентичны мостовому, рассмотренному в п. 3.2.1, что позволит корректно сравнить все выпрямители между собой.

6. Расчет выпрямителей проведем также табличным способом, выбирая из таблицы приложения 4.2 нужную схему, нагрузку и строку – идеальный выпрямитель (коэффициенты в скобках).

7. Для однофазного нулевого выпрямителя (со средней точкой):

$$\frac{U_2}{U_1} = 1,11 \Rightarrow U_2 = 1,11 \cdot 180 = 200 \text{ В.}$$

$$\frac{I_2}{I_d} = 0,785 \Rightarrow I_2 = 0,785 \cdot 18 = 14,1 \text{ А.}$$

$$\frac{I_{2cp}}{I_d} = 0,5 \Rightarrow I_{2cp} = 0,5 \cdot 18 = 9 \text{ А.}$$

$$k_{тр} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{200} = 1,1.$$

$$\frac{I_1 \cdot k_{тр}}{I_d} = 1,11 \Rightarrow I_1 = \frac{1,11 \cdot I_d}{k_{тр}} = \frac{1,11 \cdot 18}{1,1} = 18,2 \text{ А.}$$

$$\frac{S_2}{P_d} = 1,74 \Rightarrow S_2 = 1,74 \cdot P_d = 1,74 \cdot 3240 = 5638 \text{ ВА.}$$

$$\frac{S_1}{P_d} = 1,23 \Rightarrow S_1 = 1,23 \cdot P_d = 1,23 \cdot 3240 = 3985 \text{ ВА.}$$

$$S_{тр} = 1,48 \Rightarrow S_{тр} = 1,48 \cdot P_d = 1,48 \cdot 3240 = 4795 \text{ ВА.}$$

$$\frac{U_{обр.м}}{U_d} = 3,14 \Rightarrow U_{обр.м} = 3,14 \cdot U_d = 3,14 \cdot 180 = 565 \text{ В.}$$

$$\frac{I_B}{I_d} = 0,785 \Rightarrow I_B = 0,785 \cdot I_d = 0,785 \cdot 18 = 14,1 \text{ А.}$$

$$\frac{I_{Bcp}}{I_d} = 0,5 \Rightarrow I_{Bcp} = 0,5 \cdot I_d = 0,5 \cdot 18 = 9 \text{ А.}$$

$$\frac{I_{Bm}}{I_d} = 1,57 \Rightarrow I_{Bm} = 1,57 \cdot I_d = 1,57 \cdot 18 = 28,2 \text{ А.}$$

8. Для однофазного однополупериодного выпрямителя:

$$\frac{U_2}{U_1} = 2,22 \Rightarrow U_2 = 2,22 \cdot U_d = 2,22 \cdot 180 = 400 \text{ В.}$$

$$\frac{I_2}{I_d} = 1,57 \Rightarrow I_2 = 1,57 \cdot I_d = 1,57 \cdot 18 = 28,3 \text{ А.}$$

$$\frac{I_{2cp}}{I_d} = 1 \Rightarrow I_{2cp} = I_d = 18 \text{ А.}$$

$$k_{тр} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{400} = 0,55.$$

$$\frac{I_1 \cdot k_{тр}}{I_d} = 1,21 \Rightarrow I_1 = \frac{1,21 \cdot I_d}{k_{тр}} = \frac{1,21 \cdot 18}{0,55} = 39,6 \text{ А.}$$

$$\frac{S_2}{P_d} = 3,48 \Rightarrow S_2 = 3,48 \cdot P_d = 3,48 \cdot 3240 = 11275 \text{ ВА.}$$

$$\frac{S_1}{P_d} = 2,69 \Rightarrow S_1 = 2,69 \cdot P_d = 2,69 \cdot 3240 = 8715 \text{ ВА.}$$

$$\frac{S_{тр}}{P_d} = 3,09 \Rightarrow S_{тр} = 3,09 P_d = 3,09 \cdot 3240 = 10012 \text{ ВА.}$$

$$\frac{U_{обр.м}}{U_d} = 3,14 \Rightarrow U_{обр.м} = 3,14 \cdot U_d = 3,14 \cdot 180 = 565 \text{ В.}$$

$$\frac{I_B}{I_d} = 1,57 \Rightarrow I_B = 1,57 \cdot I_d = 1,57 \cdot 18 = 28,3 \text{ А.}$$

$$\frac{I_{Bcp}}{I_d} = 1 \Rightarrow I_{Bcp} = I_d = 18 \text{ А.}$$

$$\frac{I_{Bm}}{I_d} = 3,14 \Rightarrow I_{Bm} = 3,14 \cdot 18 = 56,5 \text{ А.}$$

## 9. Сравнение произведем таблично.

Выпрямитель Параметр	Мостовой	Со средней точкой	Однополупериодный
$U_d$ [В]	180	180	180
$I_d$ [А]	18	18	18
$P_d$ [Вт]	3240	3240	3240
$U_2$ [В]	200	200	400
$I_2$ [А]	20,0	14,1	28,3
$k_{тр}$	1,1	1,1	0,55
$I_{2cp}$ [А]	–	9	18
$I_1$ [А]	18,2	18,2	39,6
$S_2$ [ВА]	3986	5638	11275
$S_1$ [ВА]	3986	3986	8715
$S_{тр}$ [ВА]	3986	4795	10012
$U_{обр.м}$ [В]	283	565	565
$I_B$ [А]	14,1	14,1	28,3
$I_{Bm}$ [А]	28,3	28,3	56,5
$I_{Bcp}$ [А]	9	9	18

Из таблицы видно, что при одной и той же мощности в нагрузке требуемая мощность трансформатора в мостовой схеме минимальна 3986 ВА, а в однополупериодной схеме выпрямителя мощность – 10012 ВА. Число вентилях в мостовой схеме – 4, в нулевой – 2, в однополупериодной – 1. Обратное напряжение, прикладываемое к вентилю, в мостовой 283 В, а в нулевой и однополупериодной – 565 В. Максимальный ток вентиля в мостовой и нулевой – 28,3 А, а в однополупериодной – 56,5 А.

### 3.3. Задачи по работе многофазных идеальных выпрямителей на активную нагрузку

**3.3.1.** Определить величину среднего значения напряжения на активной нагрузке и действующее значение фазного потребляемого тока идеального трехфазного мостового выпрямителя, если фазное напряжение первичной обмотки трансформатора 220 В; частота 50 Гц; коэффициент трансформации 5,15; среднее значение тока нагрузки 25 А. Нарисовать основные временные диаграммы.

1. Формализуем задачу.

Дано:

Схема – трехфазная мостовая;

нагрузка – активная;

$U_{1\phi} = 220 \text{ В};$

$f_c = 50 \text{ Гц};$

$k_{\text{тр}} = 5,15;$

$I_d = 25 \text{ А}.$

$U_d = ? \quad I_1 = ?$

2. Прежде чем нарисовать схему, обращаем внимание, что в исходных данных не оговорено соединение первичных и вторичных обмоток трансформатора. Поэтому нужно доопределить на свой вкус. Пусть будет схема трансформатора звезда-звезда ( $\triangle - \triangle$ ). Такая схема, называемая схемой Ларионова, представлена на рис. 3.11.

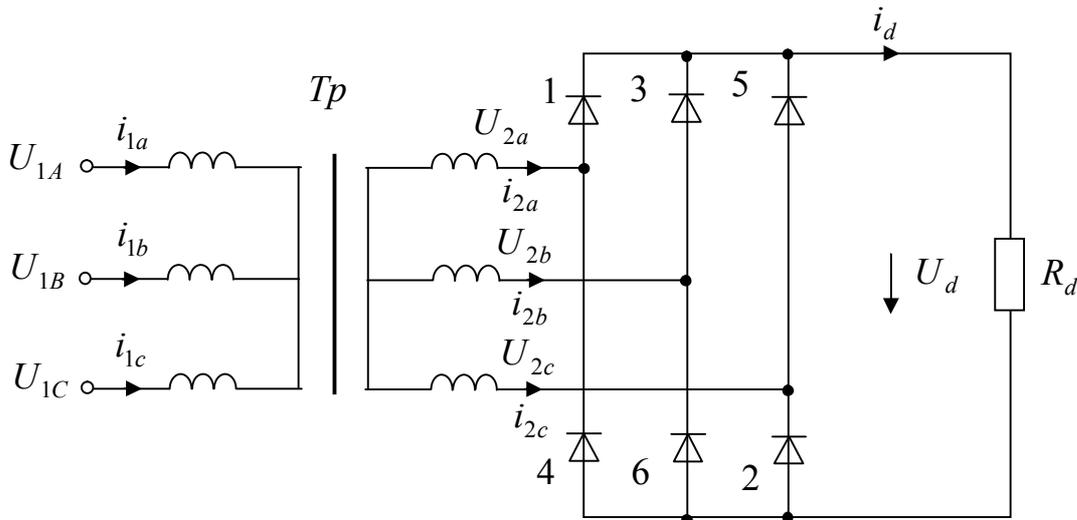


Рис. 3.11

3. Как известно, среднее значение выпрямленного напряжения  $m_2$ -фазного выпрямителя с нулем вторичной обмотки определяется по формуле

$$U_{d_0} = \sqrt{2}U_2 \cdot \frac{m_2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m_2}, \quad (1)$$

где  $m_2$  - число вторичных фаз.

4. Известно также, что любой мостовой  $m_2$ -фазный выпрямитель представляет собой два последовательно включенных выпрямителя с нулем, а значит его выходное напряжение будет удвоено, т.е.

$$U_{d_{M0}} = 2U_{d_0} = 2\sqrt{2}U_2 \cdot \frac{m_2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m_2}, \quad (2)$$

где  $U_{d_{M0}}$  - среднее значение напряжения мостового выпрямителя.

5. Вторичное напряжение (действующее значение) найдем из соотношения

$$k_{\text{тр}} = \frac{U_1}{U_2} \Rightarrow U_2 = \frac{U_1}{k_{\text{тр}}} = \frac{220}{5,15} = 42,72 \text{ В.}$$

6. Подставляя  $U_2$  в (2), получаем

$$U_{d_{M0}} = 2\sqrt{2} \cdot 42,72 \cdot \frac{3}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{3} = 100 \text{ В.}$$

7. Для нахождения тока первичной обмотки необходимо вспомнить, что в двухтактных схемах выпрямителей, к которым относятся мостовые выпрямители, ток определяется по выражению

$$I_1^{\text{II}} = \frac{I_d}{k_{\text{тр}} \cdot m_2} D_0 \sqrt{2}, \quad (3)$$

где  $D_0 = \frac{\sqrt{\pi \left[ \sin \left( \frac{2\pi}{m_2} \right) + \frac{2\pi}{m_2} \right]}}{2 \sin \frac{\pi}{m_2}}$  - коэффициент формы фазного тока вторич-

ной обмотки трехфазного нулевого выпрямителя.

Подставляя  $m_2 = 3$ , рассчитываем

$$D_0 = \frac{\sqrt{\pi \left[ \sin \left( \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{2\pi}{3} \right]}}{2 \sin \frac{\pi}{3}} = 1,76$$

и, наконец, получаем ток по (3)

$$I_1^{\text{II}} = \frac{25 \cdot 1,76}{5,15 \cdot 3} \sqrt{2} = 4,03 \text{ А.}$$

8. Временные диаграммы представлены на рис. 3.12.

## Временные диаграммы

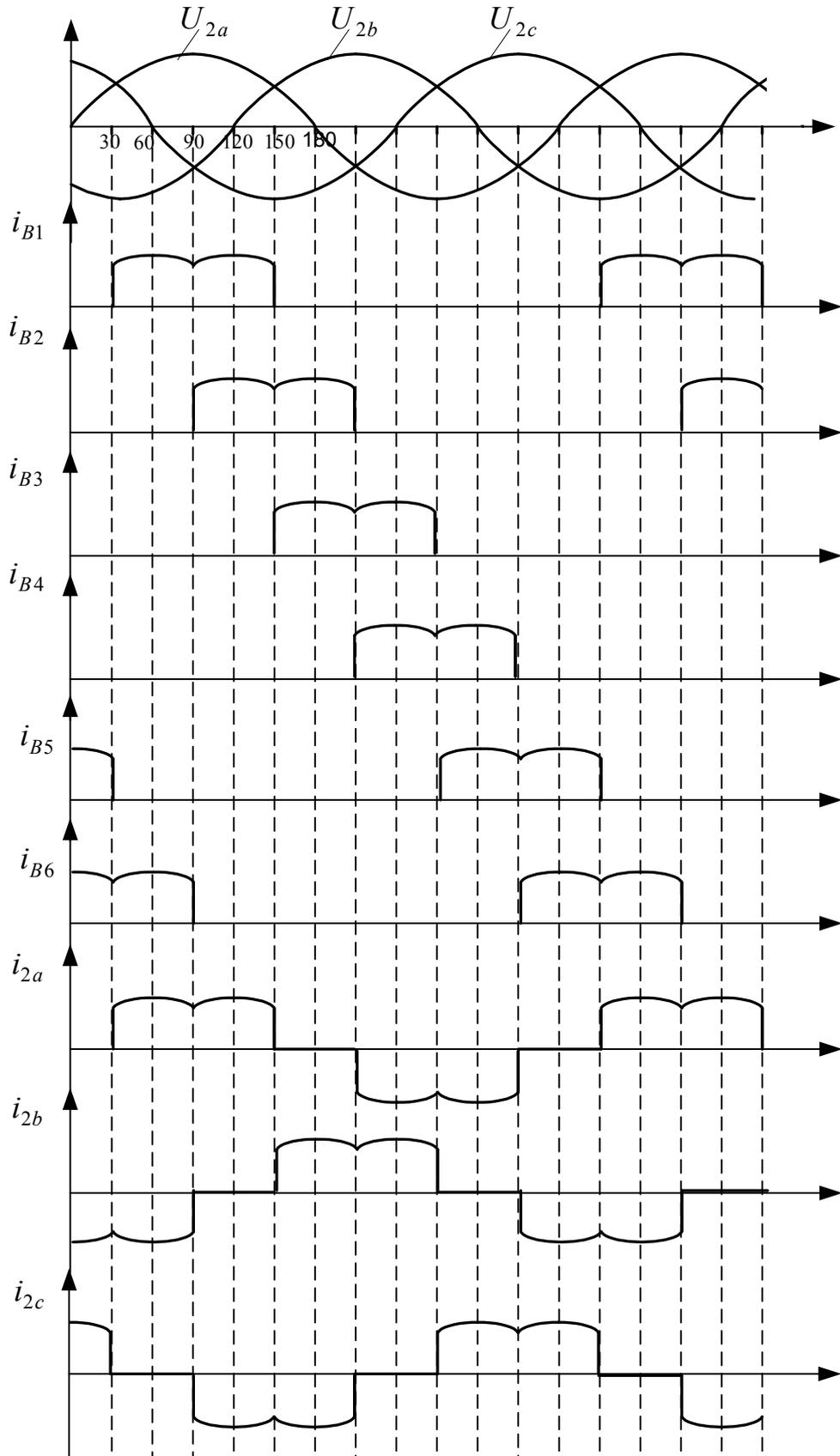


Рис. 3.12

Порядок их построения следующий:

8.1. Строим трехфазную систему переменных напряжений  $U_{2a}$ ,  $U_{2b}$ ,  $U_{2c}$ , сдвигая синусоиду фазы "b" на  $120^\circ$  электрических градусов относительно фазы "a", а синусоиду фазы "c" сдвигая еще на  $120^\circ$  относительно фазы "b". При этом делим период напряжения на 12 равных частей, что очень облегчает построение синусоиды по точкам ( $\sin 0^\circ = 0$ ,  $\sin 30^\circ = \frac{1}{2}$ ,  $\sin 90^\circ = 1$ , и т.д.).

8.2. Определяем интервалы проводимости вентилях, помня, что вентили верхней (катодной) группы проводят в тот момент, когда соответствующая фаза самая положительная, а вентили нижней (анодной) группы, – когда соответствующая фаза самая отрицательная. При этом включение – выключение вентилях осуществляется в моменты равенства напряжений "соседних" фаз, которые называются точками естественной коммутации.

8.3. Обратим внимание, что форма импульса тока при активной нагрузке определяется формой линейного напряжения, которое действует на текущем интервале времени.

Например, ток вентиля В1 на интервале от  $30^\circ$  до  $90^\circ$  определяется напряжением  $U_{2ab} = U_{2a} - U_{2b}$ , а на интервале от  $90^\circ$  до  $150^\circ$  - напряжением  $U_{2ac} = U_{2a} - U_{2c}$  и так далее.

8.4. Форму фазного тока можно определить через токи вентилях. Например,  $i_{2a} = i_{B1} - i_{B4}$ ,  $i_{2b} = i_{B3} - i_{B6}$ ,  $i_{2c} = i_{B5} - i_{B2}$ .

### **3.4. Задачи по работе выпрямителей на активно-индуктивную нагрузку**

**3.4.1.** Рассчитать однофазный выпрямитель с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора, работающей на активно-индуктивную нагрузку.

Исходные данные:

напряжение питающей сети  $U_1 = 220$  В;

коэффициент трансформации  $K_T = \frac{U_1}{U_2} = 2,2$ ;

сопротивление нагрузки  $R_d = 10$  Ом;

индуктивное сопротивление нагрузки  $X_d$  много больше активного, потери в элементах схемы отсутствуют.

Методика решения задачи.

Сначала формализуем исходные данные.

Дано:

$$U_1 = 220 \text{ В};$$

$$K_T = 2,2;$$

$$R_d = 10 \text{ Ом};$$

$$X_d \gg R_d;$$

$\eta_B = 1$  - коэффициент полезного действия;

$$U_d, I_d, P_d, I_2, P_2, I_1, P_1, P_{\text{тр}}, I_{B\text{cp}}, I_B, I_{Bm}, U_{\text{обр.м}}, \Delta P_B = ?$$

Анализ исходных данных.

Итак, рисуем схему однофазного выпрямителя со средней точкой при работе на активно-индуктивную нагрузку  $R_d$ ,  $X_d = \omega L_d$  и обозначаем все токи и напряжения, как на рис. 3.13.

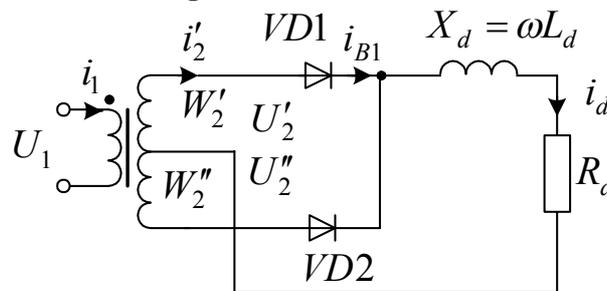


Рис. 3.13

Особенность выпрямителя, работающего на активно-индуктивную нагрузку при  $X_d \gg R_d$ , состоит в том, что ток  $i_d$  нагрузки идеально сглажен, причем  $I_d = I_{dm} = I_{Bm}$ . Это приводит к тому, что соотношения, из которых находятся искомые величины, изменяются.

1. Находим фазное напряжение  $U_2$ , т.е. напряжение вторичной полуобмотки:

$$\frac{U_1}{U_2} = K_T \quad \Rightarrow \quad U_2 = \frac{U_1}{K_T} = \frac{220}{2,2} = 100 \text{ В.}$$

2. Выпрямленное напряжение для однополупериодных схем определим из формулы

$$U_d = \sqrt{2} U_2 \cdot \frac{m_2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m_2},$$

при  $m_2 = 2$  (две полуобмотки – две фазы).

$$U_d = \sqrt{2} \cdot 100 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{2} = 90 \text{ В.}$$

3. Выпрямленный ток

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{90}{10} = 9 \text{ А.}$$

4. Мощность выпрямленного тока

$$P_d = U_d \cdot I_d = 90 \cdot 9 = 810 \text{ Вт.}$$

5. Для нулевых схем, работающих на индуктивную нагрузку  $X_d \gg R_d$ , действующее значение тока вторичной обмотки

$I_2 = I_d \sqrt{\gamma}$ , где  $\gamma$  - относительная длительность импульса тока в обмотке для  $m_2 = 2$   $\gamma = \frac{1}{2}$ , откуда

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{9}{\sqrt{2}} = 6,36 \text{ А.}$$

6. Действующее значение тока первичной обмотки найдем из условия, что амплитудное значение тока в обоих полуобмотках вторичной цепи равно току  $I_d$ , подмагничивающего постоянного тока нет. Тогда

$$I_1 \cdot K_T = I_d \Rightarrow I_1 = \frac{I_d}{K_T} = \frac{9}{2,2} = 4,1 \text{ А.}$$

7. Габаритная мощность вторичных обмоток определяется по формуле

$$P_2 = m_2 \cdot U_2 \cdot I_2 = 2 \cdot 100 \cdot 6,36 = 1272 \text{ ВА.}$$

8. Относительная габаритная мощность вторичных обмоток

$$\frac{P_2}{P_d} = \frac{1272}{810} = 1,57,$$

т.е. превышает мощность нагрузки в 1,57 раза.

9. Габаритная мощность первичной обмотки соответственно

$$P_1 = U_1 \cdot I_1 = 200 \cdot 4,1 = 902 \text{ ВА.}$$

$$\frac{P_1}{P_d} = \frac{902}{810} = 1,11.$$

10. Габаритная мощность трансформатора в целом

$$P_{mp} = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{1272 + 902}{2} = 1087 \text{ ВА.}$$

$$\frac{P_{mp}}{P_d} = \frac{1087}{810} = 1,34.$$

Таким образом, габаритная мощность трансформатора в 1,34 раза превышает мощность постоянного тока.

11. Среднее значение тока через вентиль в силу симметричной работы всех вентиляей

$$I_{Bcp} = \frac{I_d}{m_2} = \frac{9}{2} = 4,5 \text{ А.}$$

12. Действующее значение тока через вентиль равно действующему значению тока через вторичную обмотку

$$I_B = I_2 = 6,36 \text{ А.}$$

13. Максимальное значение тока через вентиль при  $X_d \gg R_d$  равно выпрямленному току, т.к. ток считается идеально сглаженным:

$$I_{Bm} = I_d = 9 \text{ А.}$$

14. Обратное максимальное напряжение, прикладываемое к диоду, определим как

$$U_{обр.м} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 = 2\sqrt{2} \cdot 100 = 283 \text{ В.}$$

Это видно из схемы – при одном включенном диоде к другому приложено амплитудное напряжение двух полуобмоток.

15. Потери в одном вентиле

$$\Delta P_\theta = I_{Bcp} \cdot \Delta U_0 + I_B^2 \cdot r_{дин}, \text{ по условию задачи вентиль идеален, т.е.}$$

$$\Delta U_0 = 0; \quad r_{дин} = 0.$$

16. Временные диаграммы представлены на рис. 3.14.

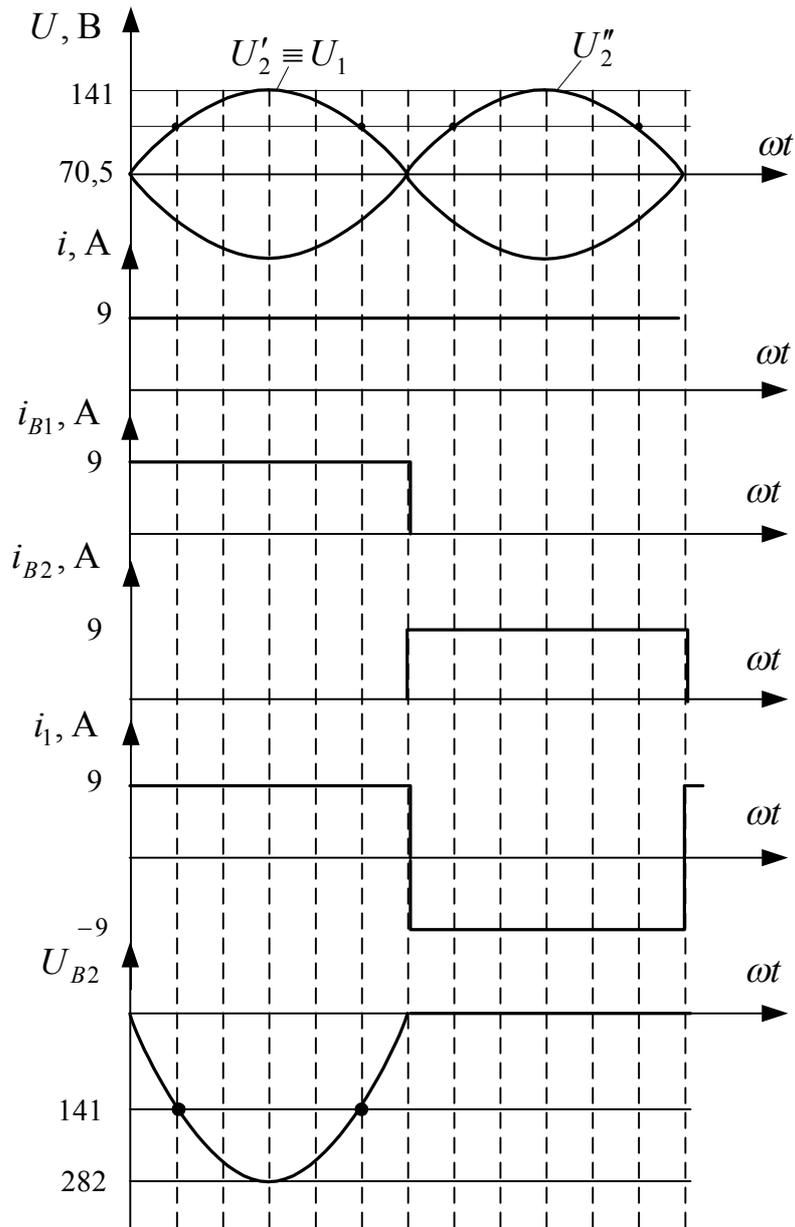


Рис. 3.14

Построение диаграмм ведем в следующем порядке:

16.1. Строим синусоидальные вторичные напряжения  $U'_2$  и  $U''_2$ , помня, что  $U'_2$  совпадает по фазе с  $U_1$  и отличается только амплитудой, на что указывает знак  $\equiv$  пропорциональности на диаграмме.

16.2. Строим ток  $i_d = const$  нагрузки, так как мы допустили, что  $X_d = \omega L_d \rightarrow \infty$ . Для напряжения на дросселе это дает

$$L_d \frac{di_d}{dt} = U_{\text{оп}} \Rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{U_{\text{оп}}}{L_d} = \frac{U_{\text{оп}}}{\infty} = 0 \Rightarrow i_d = \text{const}.$$

16.2. При открытом вентиле В1 (на первом полупериоде напряжения) ток  $i_d$  течет через В1, а при открытом В2 (на втором полупериоде) ток течет через В2, поэтому сразу рисуем токи  $i_{B1}$  и  $i_{B2}$ .

16.3. Ток первичной обмотки трансформатора можно найти из уравнения, справедливого на периоде

$$i_1 W_1 = i_{B1} \cdot W_2' - i_{B2} \cdot W_2'' \Rightarrow$$

$$i_1 = i_{B1} \cdot \frac{W_2'}{W_1} - i_{B2} \cdot \frac{W_2''}{W_1} = \frac{1}{k_{\text{тр}}} (i_{B1} - i_{B2}).$$

16.4. Напряжение на вентиле В2 при включенном В1 равно сумме напряжений  $U_2' + U_2''$  и равно нулю при включении В2.

### 3.5. Задачи по работе выпрямителя на активно-емкостную нагрузку противо-ЭДС

**3.5.1.** Определить токоограничивающее сопротивление и время "вступления" в работу вентиля однофазного выпрямителя с нулевой точкой вторичной обмотки трансформатора, работающего на встречную ЭДС (противо-ЭДС).

Исходные данные:

действующее значение напряжения вторичной обмотки -  $U_2 = 220$  В;

напряжение противо-ЭДС -  $E_d = 220$  В;

максимальное значение тока вентиля не более 10 А.

Методика решения задачи.

Дано:

1. Схема однофазная со средней точкой трансформатора;
2.  $U_2 = 220$  В;
3.  $E_0 = 220$  В;
4.  $I_{Bm} \leq 10$  А.

---

Определить время "вступления" вентиля в работу?

1. Прежде чем перейти к решению задачи, необходимо уточнить ее постановку. Во-первых, речь идет о выпрямителе, работающем на противо-ЭДС. Как известно, для ограничения тока вентилей в этом случае используют активные или индуктивные сопротивления. В качестве ограничивающих сопротивлений можно использовать активное и индуктивное сопротивления трансформатора, сопротивления вентилей. Но для их расчета требуется знать ток выпрямителя  $I_d$ , частоту сети  $f_c$ , выпрямленное напряжение  $U_d$  и некоторые конструктивные параметры трансформатора. В этом случае нужно провести доопределение задачи.

2. Можно пойти по-другому пути, а именно, предположить, что трансформатор и вентили идеальные, а ограничение амплитуды тока вентилей достигается активным сопротивлением  $r$ , величину которого можно будет определить исходя из амплитудного значения тока вентилей  $I_{Bm} \leq 10$  А.

3. И, наконец, если речь идет о "вступлении" вентилей в работу, то нужно определить, что это за время. Поскольку при работе выпрямителя на противо-ЭДС ток выпрямителя прерывистый, то угол проводимости вентилей  $\lambda < \frac{2\pi}{m_2}$ , где  $m_2$  - число фаз на вторичной стороне трансформатора. Поэтому время "вступления" вентилей в работу – это время, отсчитанное от точки естественной коммутации, которая для однофазных выпрямителей совпадает с точкой перехода напряжения через нуль, до момента включения вентилей и начала протекания через него тока.

4. Теперь нарисуем схему и временные диаграммы, представленные на рис. 3.15,а-б.

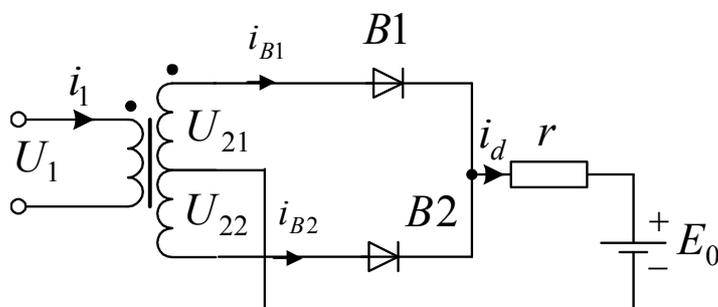


Рис. 3.15,а

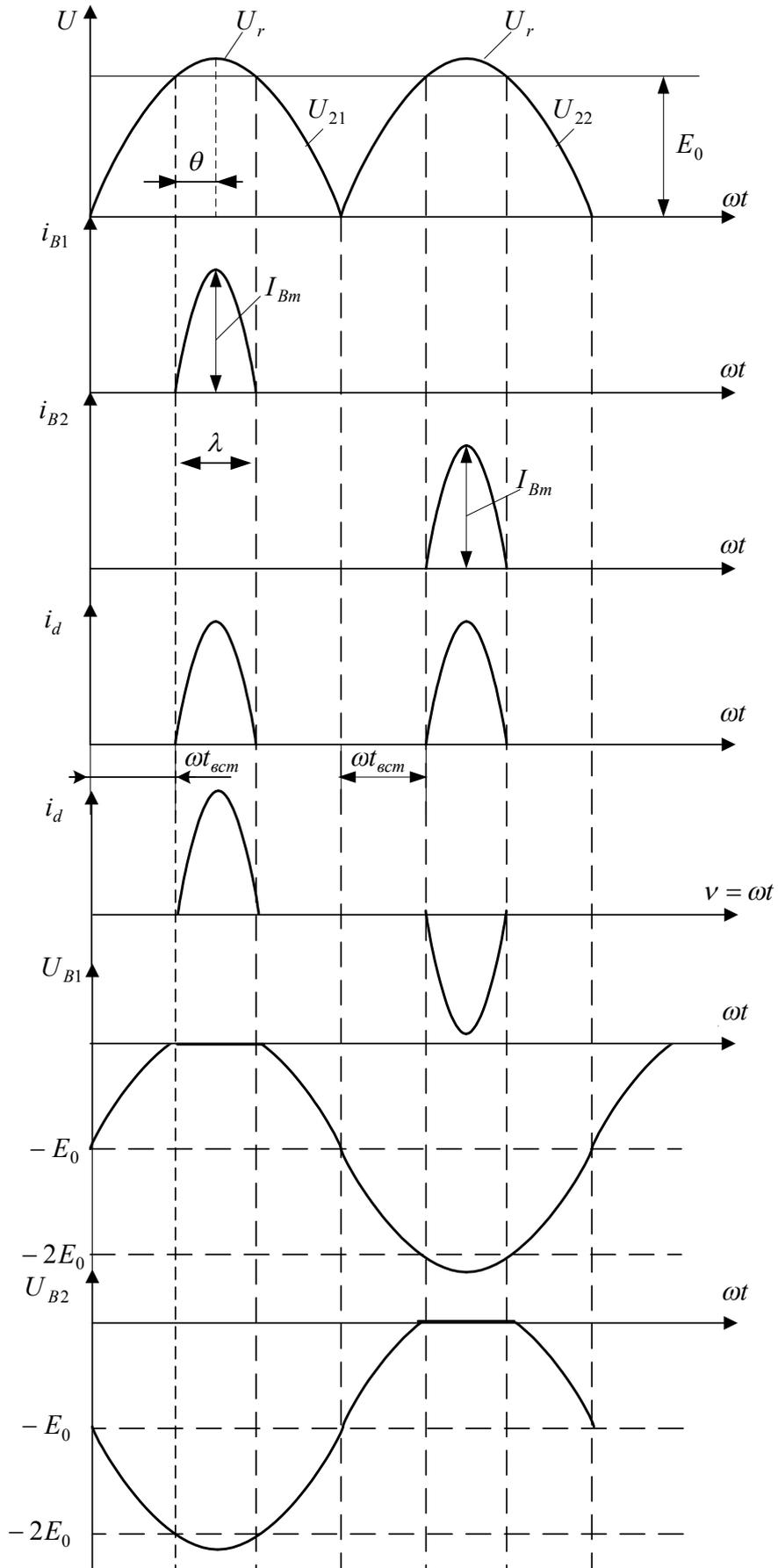


Рис. 3.15,б

Для построения временных диаграмм сделаем следующие замечания:

4.1. Напряжение на выходе диодов В1, В2 выпрямителя без противо-ЭДС будет равно  $U_{21}$  при включенном В1 и  $U_{22}$  при включенном В2.

4.2. Противо-ЭДС постоянная величина  $E_0$ .

4.3. Напряжение  $U_r$  на сопротивлении  $r$  равно

$$U_r = U_{21(2)} - E_0.$$

Эта величина равна участку синусоиды при напряжении, больше чем  $E_0$ .

4.4. Вентили В1 или В2 могут открываться только при  $U_{21(2)} > E_0$ . И когда один из вентилях, например, В1 откроется, то по контуру  $U_{21} - B1 - r - E_0$  потечет ток. Так как в этом контуре только активное сопротивление  $r$ , то ток в нем будет повторять напряжение  $U_r$  ("верхний" участок синусоиды). Тогда мы сразу можем нарисовать токи вентилях  $i_{B1}$ ,  $i_{B2}$ ,  $i_d$ .

4.5. Ток первичной обмотки найдем из уравнения

$$i_1 = \frac{1}{k_{тр}} (i_{B1} - i_{B2}).$$

4.6. Напряжение на вентилях В1, В2 найдем из следующих соотношений:

- на положительном полупериоде  $U_{21}$  к вентилю В1 прикладывается напряжение  $U_{B1} = E_0 - U_{21}$ , а к вентилю В2 -  $U_{B2} = E_0 + U_{21}$  до момента включения вентиля при угле отсечки  $\theta$ ;

- на интервале проводимости  $\lambda = 2\theta$  на вентилю В1 напряжение равно 0 (вентиль включен), а на вентилю В2 напряжение  $U_{B2} = 2U_2$ .

$$5. I_{Bm} = \frac{U_{2m} - E_0}{r} = 10 \text{ А} \Rightarrow$$

$$r = \frac{U_2 \sqrt{2} - E_0}{I_{Bm}} = \frac{220\sqrt{2} - 220}{10} = 9,1 \text{ Ом.}$$

$$6. U_{2m} \cos \theta = E_0 \Rightarrow$$

$$\theta = \arccos \frac{E_0}{U_{2m}} = \arccos \frac{220}{220\sqrt{2}} = \frac{\pi}{4}.$$

$$7. \omega t_{всм} + \theta = \frac{\pi}{2} \Rightarrow$$

$$\omega t_{всм} = \frac{\pi}{2} - \theta = \frac{\pi}{4}.$$

$$t_{всм} = \frac{\pi}{4\omega}.$$

Для нахождения времени нам необходимо знать круговую частоту напряжения сети. Например, для  $f_c = 50$  Гц  $\omega_c = 2\pi f_c = 314$  рад/сек.

$$t_{всм} = \frac{\pi}{4 \cdot 2\pi \cdot f_c} = \frac{1}{8 \cdot 50} = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{ сек},$$

а при частоте  $f_{c1} = 400$  Гц

$$t_{всм.1} = \frac{\pi}{4 \cdot 2\pi \cdot f_{c1}} = \frac{1}{8 \cdot 400} = 0,31 \cdot 10^{-3} \text{ сек}.$$

**3.5.2.** Рассчитать параметры трансформатора и вентилей трехфазного мостового выпрямителя, работающего на активную нагрузку с емкостным фильтром по следующим исходным данным:

напряжение на нагрузке  $U_d = 200$  В;

коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке по первой гармонике  $k'_{п1} = 3\%$ . Мощность нагрузки  $P_d = 1200$  Вт;

фазное напряжение сети  $U_1 = 220$  В;

частота напряжения сети – 50 Гц.

Методика решения задачи.

1. Формализуем исходные данные и примем соответствующие обозначения величин.

Дано:

1.1. Схема – трехфазная мостовая (Ларионова) с емкостным фильтром;

1.2.  $U_d = 200$  В;

1.3.  $P_d = 1200$  Вт;

1.4.  $k'_{п1} = 0,03$ ;

1.5.  $U_1 = 220$  В;

1.6.  $f_c = 50$  Гц.

---

Определить:  $I_d, C, U_2, k_T, I_2, P_2, I_1, P_1, P_{тр}, I_{Вср}, I_B, I_{Вм},$

$U_{обр.м}, \Delta P_B,$  нарисовать временные диаграммы характерных величин.

## 2. Схема и основные допущения.

2.1. Так как в задаче не указана схема соединения первичных обмоток трансформатора, то принимаем их (по своему усмотрению), соединенными в звезду.

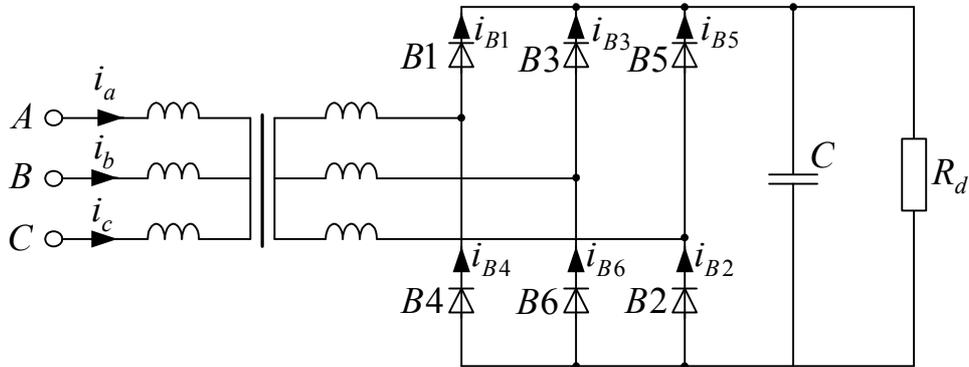


Рис. 3.16

2.2. Так как нагрузка с емкостным фильтром, то необходимо учесть в схеме элементы, ограничивающие ток вентилей. По этому поводу в задаче ничего не сказано. Будем считать, что ток в вентиле ограничивается активным и индуктивным сопротивлениями трансформатора (индуктивное сопротивление соответствует индуктивному сопротивлению рассеяния магнитного потока трансформатора), приведенным к вторичной обмотке. Тогда схема принимает вид, представленный на рис. 3.17:

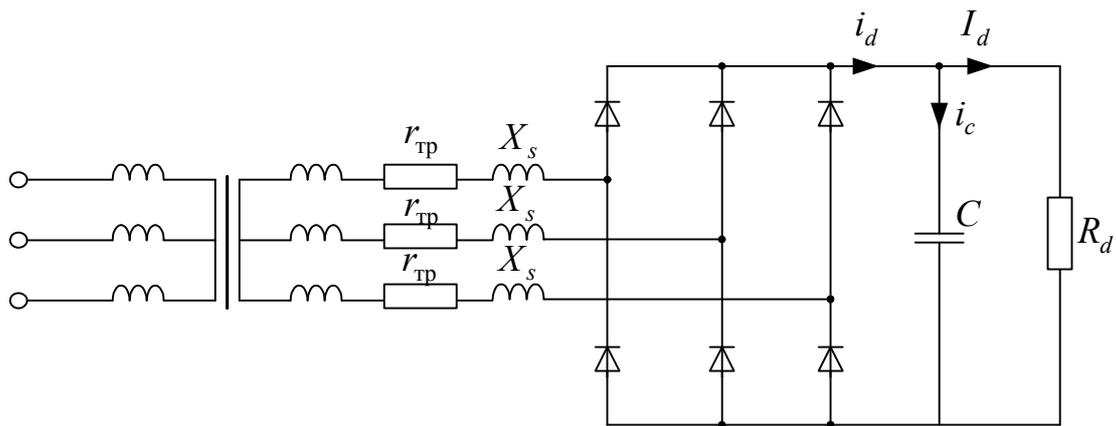


Рис. 3.17

3. Ток в вентилях и в обмотках будет ограничиваться активными и индуктивными сопротивлениями фазы трансформатора, которые ориентировочно можно рассчитать по формуле

$$r_{\text{тр}} = r_1' + r_2 = K_r \frac{U_d}{I_d \cdot f_c \cdot B_m} \cdot \sqrt[4]{\frac{S \cdot f_c \cdot B_m}{U_d \cdot I_d}},$$

где  $K_r = 4,5$  - для мостовой трехфазной ( $\Delta - \Delta$ );

$$U_d = 200 \text{ В};$$

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{1200}{200} = 6 \text{ А};$$

$$f_c = 50 \text{ Гц};$$

$$B_m = 1,5 \text{ Тл (для 50 Гц)};$$

$$S = 3 \text{ (для трехфазного трансформатора)}.$$

Тогда

$$r_{\text{тр}} = 4,5 \cdot \frac{200}{6 \cdot 50 \cdot 1,5} \cdot \sqrt[4]{\frac{3 \cdot 50 \cdot 1,5}{200 \cdot 6}} = 1,32 \text{ Ом}.$$

4. Индуктивное сопротивление рассеяния фазы трансформатора

$$X_S = \omega L_S = K_L \cdot \frac{\omega \cdot S \cdot U_d}{(p-1)^2 I_d \cdot f_c \cdot B_m} \sqrt[4]{\frac{U_d \cdot I_d}{S \cdot f_c \cdot B_m}},$$

где  $K_L = 1,9 \cdot 10^{-3}$ ;

$p = 2$  - для простой двухобмоточной конструкции на одном стержне трансформатора;

$S = 3$  - для трехфазного трансформатора;

$\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 50 = 314$  рад/сек – круговая частота напряжения сети.

Тогда

$$X_S = 1,9 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{314 \cdot 3 \cdot 200}{1 \cdot 6 \cdot 50 \cdot 1,5} \sqrt[4]{\frac{200 \cdot 6}{3 \cdot 50 \cdot 1,5}} = 1,21 \text{ Ом}.$$

5. Рассчитываем параметр  $A$  по формуле

$$A = \frac{\pi r}{m \cdot R_d} = \frac{\pi \cdot 2,64}{6 \cdot 33,3} = 0,041,$$

где  $r = 2r_{\text{тр}} = 2 \cdot 1,32 = 2,64$  Ом;

$$R_d = \frac{U_d}{I_d} = \frac{U_d \cdot U_d}{P_d} = \frac{200^2}{1200} = 33,3 \text{ Ом};$$

$m = m_{\text{п}} = 6$ ,  $m_{\text{п}}$  - число пульсаций для мостовой схемы равно  $m_{\text{п}} = 2m_2 = 2 \cdot 3 = 6$ , где  $m_2$  - число вторичных фаз.

6. По кривой для графического расчета  $\theta = f(A)$  определяем угол отсечки

$$\theta = 22^\circ \quad \text{или} \quad 0,384 \text{ рад.}$$

Определяем угол проводимости вентиля

$$\lambda^\circ = 2\theta = 44^\circ \quad \text{или} \quad \lambda = 0,768 \text{ рад.}$$

7. Проверяем условие, чтобы угол проводимости вентиля не превышал периодичности кривой выпрямленного напряжения, что соответствует

$$\lambda^\circ < \frac{360^\circ}{m_{\text{п}}} \quad (44^\circ < 60^\circ)$$

или в радианах

$$\lambda < \frac{2\pi}{m_{\text{п}}} \quad (0,768 < 1,05).$$

Условие выполняется, значит графоаналитический расчет правомерен, ток в вентилях будет иметь приближенно синусоидальную форму на угле  $\lambda$  проводимости вентиля.

Тогда можно нарисовать характерные диаграммы токов и напряжений в схеме, представленные на рисунке.

Здесь представлены  $U_a, U_b, U_c$  - фазные напряжения сети;  $U_d$  - напряжение на конденсаторе фильтра;  $U'_d$  - выпрямленное напряжение, действующее в контуре заряда конденсатора фильтра;  $i_{B1}, i_{B2}, i_{B3}, i_{B4}, i_{B5}, i_{B6}$  - токи вентилях;  $i_a, i_b, i_c$  - токи первичных обмоток трансформатора.

## 8. Характерные временные диаграммы токов и напряжений

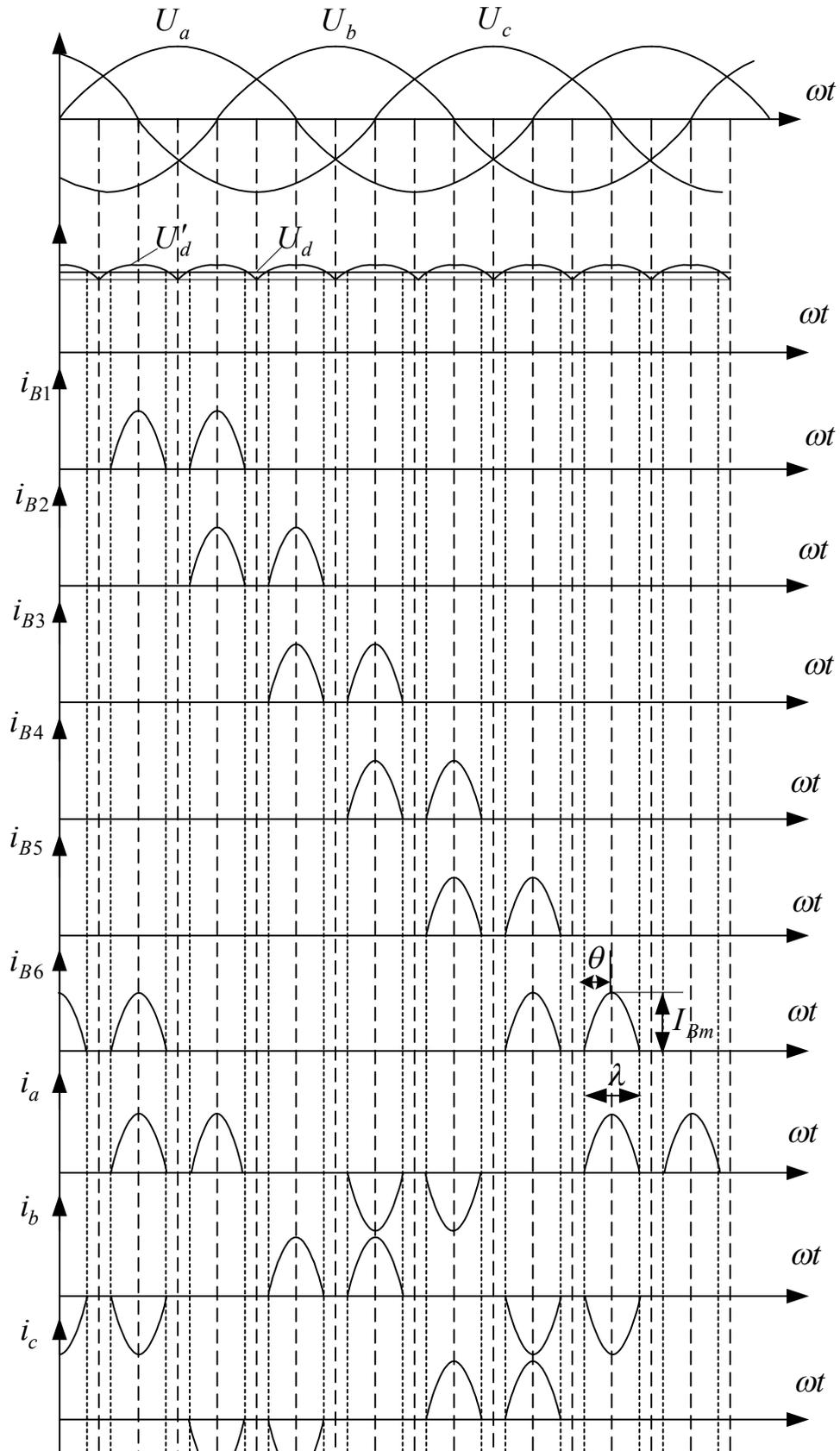


Рис. 3.18

9. Определяем коэффициент

$$x = \operatorname{tg} \varphi = \frac{2X_s}{2 \cdot r} = \frac{2 \cdot 1,21}{2 \cdot 1,32} = 0,92 \approx 1.$$

10. По кривым  $B = f(A)$  для  $A = 0,041$ ,  $x = 1$  определяем коэффициент фазной ЭДС:

$$B = 0,85.$$

Причем  $B = \frac{U_{2\text{лин}}}{U_d} = \frac{\sqrt{3}U_2}{U_d}$ , так как выпрямляется линейное вторич-

ное напряжение (всегда включено два вентиля моста). Отсюда определяем

$$U_2 = \frac{BU_d}{\sqrt{3}} = \frac{0,85 \cdot 200}{\sqrt{3}} = 98,3 \text{ В.}$$

11. Коэффициент формы фазного тока по графикам  $D = f(A)$  при  $x = 1$ ,  $m = 2m_2 = m_{\pi} = 6$  и  $A = 0,041$  для однофазного шестифазного выпрямителя

$$D(A) = 2,5, \text{ но}$$

$$D(A) = \frac{I'_2 \cdot m}{I_d} \Rightarrow$$

$$I'_2 = \frac{D(A) \cdot I_d}{m_{\pi}} = \frac{2,5 \cdot 6}{6} = 2,5 \text{ А.}$$

Но у нас трехфазный мостовой выпрямитель, через обмотку которого протекает четыре импульса тока, соответствующих одному однофазному, следовательно

$$I_2 = \sqrt{4} \cdot I'_2 = 2 \cdot I'_2 = 2 \cdot 2,5 = 5 \text{ А.}$$

12. Среднее значение тока через вторую обмотку за период в мостовой схеме равно нулю, т.е. подмагничивания нет.

13. Коэффициент  $M$  постоянной составляющей тока вентиля для шестифазного однофазного выпрямителя определяем по графику:  $M = f(A)$  при  $x = 1$  и  $A = 0,041$

$$M = \frac{I_{Bm}}{I_{Bcp}} = \frac{I_{Bm} \cdot m}{I_d} = 7,3.$$

Тогда амплитудное значение тока диода

$$I_{Bm} = \frac{M \cdot I_d}{m_2} = \frac{7,3 \cdot 6}{3} = 14,6 \text{ А.}$$

Здесь мы подставили  $m = m_2 = 3$ , т.к. периодичность тока в вентиле мостового выпрямителя равна числу фаз вторичной обмотки. В нашем случае  $m = m_2 = 3$ .

14. Коэффициент трансформации определяется как

$$K_{\text{тр}} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{98,3} = 2,24.$$

15. Как мы уже говорили, в мостовой схеме подмагничивания нет, а это значит, что ток первичной обмотки будет повторять по форме ток вторичной обмотки, а из этого следует

$$\frac{I_2}{I_1} = K_{\text{тр}} \Rightarrow$$

$$I_1 = \frac{I_2}{K_{\text{тр}}} = \frac{5}{2,24} = 2,23 \text{ А.}$$

16. Габаритная мощность обмотки

$$P_2 = m_2 \cdot U_2 \cdot I_2 = 3 \cdot 98,3 \cdot 5 = 1474 \text{ ВА.}$$

$$P_1 = m_1 \cdot U_1 \cdot I_1 = 3 \cdot 220 \cdot 2,23 = 1472 \text{ ВА.}$$

$$P_{\text{тр}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1473 \text{ ВА.}$$

14. Коэффициент завышения мощности трансформатора

$$\frac{P_{\text{тр}}}{P_d} = \frac{1472}{1200} = 1,23.$$

Таким образом, использование трансформатора хорошее, его мощность завышена только на 23%.

17. Коэффициент  $H(A)$  для расчета пульсаций напряжения на нагрузке найдем по графикам  $H = f(A)$  при  $A = 0,041$ ,  $m_2 = m_{\text{п}} = 6$ ,  $x = 1$ .

$$H(A) \approx 600.$$

18. Тогда коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке определяем по формуле

$$k'_{\text{п1}} = \frac{H(A)}{r \cdot f \cdot C [\text{мкФ}]},$$

откуда можно найти емкость  $C$  [мкФ] при известном  $k'_{\text{п1}} = 0,03$ :

$$C [\text{мкФ}] = \frac{H(A)}{r \cdot f \cdot k'_{\text{п1}}} = \frac{600}{2,64 \cdot 50 \cdot 0,03} = 152 [\text{мкФ}].$$

19. Среднее значение тока диода

$$I_{Вср} = \frac{I_d}{m_2} = \frac{6}{3} = 2 \text{ А.}$$

20. Действующее значение тока диода  $\sqrt{2}$  раз меньше тока вторичной обмотки, т.к. через обмотку ток протекает дважды за период, а через вентиль – один раз.

$$I_B = \frac{I_2}{\sqrt{2}} = \frac{5}{\sqrt{2}} = 3,54 \text{ А.}$$

21. Амплитудное значение тока диода, равное амплитудному значению тока вторичной обмотки, нами уже найдено в п.10:

$$I_{Вm} = I_{2m} = 14,6 \text{ А.}$$

22. Максимальное обратное напряжение, прикладываемое к выключенному вентилею:

$$U_{обр.м} = U_{2лин.м} = \sqrt{3} \cdot U_{2m} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 = \sqrt{6} \cdot 98,3 = 241 \text{ В.}$$

23. Потери в одном вентиле можно найти, если выбрать вентиль и аппроксимировать его вольтамперную характеристику.

По расчетным параметрам

$$U_{обр.м} = 215 \text{ В,}$$

$$I_{Вср} = 2 \text{ А,}$$

$$I_{Вm} = 14,6 \text{ А}$$

выбираем вентиль Т112-10-4 класса с параметрами  $U_{дон} = 4 \times 100 = 400 \text{ В.}$

$I_{мср} = 10 \text{ А}$  (при использовании без обдува радиатора можно использовать по току примерно на 30%, что близко к нашей нагрузке).

24. Вольтамперная характеристика – из справочника.

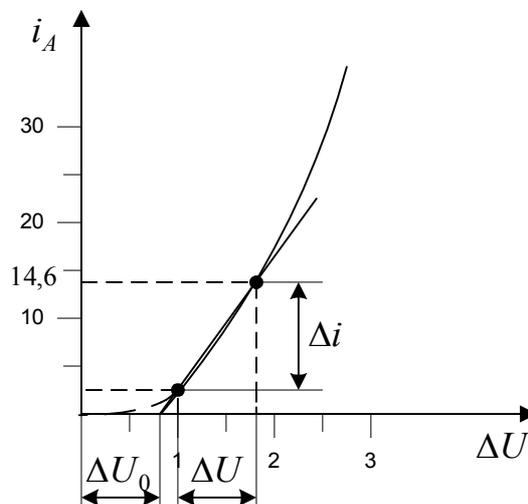


Рис. 3.19

Аппроксимируем ее прямой линией, проводя ее через 2 точки

$$i = I_{Bm} = 14,6 \text{ А} \quad \text{и} \quad i = I_{cp} = 2 \text{ А};$$

$$\text{при } I_{Bm1} = 14,6 \quad \Delta U_{B1} = 1,7 \text{ В};$$

$$\text{при } I_{Bm2} = 2 \quad \Delta U_{B2} \cong 1 \text{ В.}$$

Аппроксимирующая кривая пересекает ось абсцисс при  $\Delta U = \Delta U_0 = 0,7 \text{ В}$ .

Динамическое сопротивление диода

$$r_{дин} = \frac{\Delta U}{\Delta i} = \frac{\Delta U_{B1} - \Delta U_{B2}}{I_{Bm1} - I_{Bm2}} = \frac{1,7 - 1}{14,6 - 2} = \frac{0,7}{12,6} = 55,6 \cdot 10^{-3} \text{ Ом.}$$

25. Потери мощности на одном вентиле

$$\Delta P_{B1} = I_{Bcp} \cdot \Delta U_0 + I_B^2 \cdot r_{дин} = 2 \cdot 0,7 + 5^2 \cdot 55,6 \cdot 10^{-3} = 2,79 \text{ Вт.}$$

26. Потери мощности на всех вентилях

$$\Delta P_B = 2m_2 \cdot \Delta P_1 = 6 \cdot 2,79 = 16,8 \text{ Вт.}$$

27. Выбираем конденсатор фильтра по следующим исходным данным:

постоянная составляющая напряжения равна напряжению на нагрузке  $U_d = 200 \text{ В}$ ;

амплитуду переменной составляющей напряжения найдем из условия

$$k'_{п1} = \frac{U_{км\sim}}{U_d} = 0,03 \Rightarrow$$

$$U_{км\sim} = 0,03 \cdot U_d = 0,03 \cdot 400 = 12 \text{ В};$$

частота переменной составляющей

$$f_1 = m_{п} \cdot f_c = 6 \cdot 50 = 300 \text{ Гц};$$

емкость фильтра  $C = 152 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$ .

По этим данным из справочника [Электрические конденсаторы и конденсаторные установки/ Под общ. ред. д.т.н. Г.С. Кучинского. С.131] выбираем оксидный алюминиевый полярный конденсатор с фольговыми обкладками К50-27, предназначенный для работы в цепях постоянного и пульсирующего токов и в импульсных режимах.

Параметры и характеристики конденсатора:  
 номинальное постоянное напряжение – 300 В;  
 емкость одного конденсатора  $C_1=100$  мкФ;  
 количество конденсаторов

$$N = \frac{C}{C_1} = \frac{152}{100} = 2 \text{ шт.};$$

28. Амплитуда переменной составляющей на частоте 50 Гц (см. [13])  
 для  $C_1 = 100 \cdot 10^{-6}$  Ф,  $U_{m\delta 50} = 20$  В.

29. Амплитуда допустимой переменной составляющей на частоте  
 300 Гц при температуре 50 °С

$$U_{m\delta} = U_{m\delta 50} \cdot k(f)n(T^\circ C) = 20 \cdot 0,25 \cdot 0,8 = 4 \text{ В.}$$

Итак, выбранный конденсатор по допустимым пульсациям не проходит.

Возможно несколько вариантов решения этой задачи:

2.9.1. Увеличить емкость фильтра до такой степени, чтобы коэффициент пульсаций уменьшился до 0,01, т.е. из п.18

$$C[\text{мкФ}] = \frac{600}{2,64 \cdot 50 \cdot 0,01} = 456 \text{ мкФ}$$

и выберем количество конденсаторов  $N = 5$  шт., что даст суммарную емкость  $500 \cdot 10^{-6}$  Ф.

29.2. Взять конденсатор меньшей емкости (см. [13]), например,  $C_1 = 2,2$  мкФ, у которого  $U_{m\delta 50} = 70$  В,

тогда

$$N = \frac{C}{C_1} = \frac{152}{2,2} = 69 \text{ штук.}$$

$$U_{m\delta} = U_{m\delta 50} \cdot k(f)n(T^\circ C) = 70 \cdot 0,25 \cdot 0,8 = 14 \text{ В.}$$

2.9.3. Выбрать другой тип конденсаторов.

30. Остановим свой выбор на первых двух вариантах. Но при этом надо иметь в виду, что окончательный выбор можно осуществить, если применить какой-либо критерий выбора, например, минимум стоимости, массы или объема.

### 3.6. Задачи по выпрямителям с умножением напряжения (умножителям напряжения)

**3.6.1.** Рассчитать параметры трансформатора, диодов и конденсаторов в схеме несимметричного умножителя напряжения по следующим исходным данным:

напряжение сети  $U_1 = 220$  В;

напряжение на вторичной обмотке  $U_2 = 141$  В;

число ступеней умножения  $p = 8$ ;

сопротивление нагрузки -  $100 \cdot 10^3$  Ом;

коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке  $k'_n = 0,03$ .

1. Формализуем задачу.

Схема – несимметричный умножитель напряжения с четным числом ступеней умножения;

$$R_n = 100 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$U_1 = 220 \text{ В};$$

$$U_2 = 141 \text{ В};$$

$$p = 8;$$

$$k'_n = 0,03;$$

$$f_c = 50 \text{ Гц}.$$

$$U_n, I_n, P_n, k_{\text{тр}}, I_2, P_2, I_1, P_1, P_{\text{тр}}, I_{Bi}, I_{\text{всп.}i}, I_{Bmi}, \Delta P_{Bi},$$

$$U_{\text{обр.}mi}, U_{ci}, \Delta U_{ci} = ?$$

Здесь обозначения приняты такие, как и раньше, индекс  $i = 1, 2, 3 \dots p$  в токах и напряжениях вентилей и конденсаторов предполагает, что нужно найти параметры диодов и конденсаторов.

2. Схема несимметричного умножителя напряжения с четным числом ступеней представлена на рис. 3.20.



Приведенные выражения показывают, что токи всех вентилях, в пределах принятых допущений, одинаковы и имеют такую же форму, как и ток вентиля в однополупериодном выпрямителе, для которого известна следующая форма записи:

$$i_B = + \frac{U_{2m} \cos \omega t - U_{2m} \cos \theta}{r_{тр} + r_B} = \frac{U_{2m}}{r_{тр} + r_B} \cdot (\cos \omega t - \cos \theta) = \frac{U_{d1}}{r_{тр} + r_B} \cdot \left( \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{\cos \theta} \right), \quad (3)$$

где  $\theta$  - угол отсечки.

5. Найдем средние значения токов заряда и разряда конденсаторов с учетом того, что средние значения токов всех вентилях равны между собой, а средний ток заряда конденсаторов равен среднему току разряда (последнее следует из установившегося значения напряжения на конденсаторах):

для конденсатора  $C_8$

$$\begin{cases} I_{зар.C8} = I_{B8cp} = I_{Bcp}, \\ I_{разр.C8} = I_n, \end{cases} \quad (4)$$

$$I_{зар.C8} = I_{разр.C8} \Rightarrow I_{Bcp} = I_n;$$

для конденсатора  $C_7$

$$\begin{cases} I_{зар.C7} = I_{B7cp} = I_{Bcp} = I_n, \\ I_{разр.C7} = I_{B8cp} = I_{Bcp} = I_n; \end{cases} \quad (5)$$

для конденсатора  $C_6$

$$\begin{cases} I_{зар.C6} = I_{B6cp} + I_{B8cp} = 2I_n, \\ I_{разр.C6} = I_{B7cp} + I_n = 2I_n; \end{cases} \quad (6)$$

для конденсатора  $C_5$

$$\begin{cases} I_{зар.C5} = I_{B5cp} + I_{B7cp} = 2I_n, \\ I_{разр.C5} = I_{B6cp} + I_{B8cp} = 2I_n; \end{cases} \quad (7)$$

аналогично для конденсаторов  $C_4, C_3$

$$\begin{cases} I_{зар.C4} = I_{зар.C3} = 3I_n, \\ I_{разр.C4} = I_{разр.C3} = 3I_n; \end{cases} \quad (8)$$

для конденсаторов  $C_2, C_1$

$$\begin{cases} I_{зар.C2} = I_{зар.C1} = 4I_n, \\ I_{разр.C2} = I_{разр.C1} = 4I_n. \end{cases} \quad (9)$$

В общем случае для конденсаторов с четными номерами справедливо выражение

$$I_{зар.Ci} = I_{разр.Ci} = \left[ \left( \frac{p+1}{2} \right) - \frac{1}{2} \cdot i \right] I_H, \quad (10)$$

где  $i = 2, 4, 6, \dots, 2j \dots p$ .

Для конденсаторов с нечетными номерами –

$$I_{зар.Ci} = I_{разр.Ci} = \left[ \left( \frac{p+2}{2} \right) - \frac{1}{2} \cdot i \right] I_H, \quad (11)$$

где  $i = 1, 3, 5, \dots, (2j+1), \dots, (p-1)$ .

7. Напряжение на нагрузке будет равно

$$U_H = U_{C2} + U_{C4} + U_{C6} + U_{C8} = 4 \cdot 2 \cdot U_{d1} = 8U_{d1}.$$

В общем случае

$$U_H = p \cdot U_{d1}. \quad (12)$$

8. Среднее значение тока вентиля, равное среднему значению тока нагрузки, найдем из (3):

$$\begin{aligned} I_H = I_{Bcp} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{U_{d1}}{(r_{тр} + r_B) \cos \theta} (\cos \nu - \cos \theta) d\nu = \\ &= \frac{U_{d1}}{\pi(r_{тр} + r_B)} [tg\theta - \theta]. \end{aligned} \quad (13)$$

Выражая  $U_{d1}$  из (12) и подставляя его в (13), получаем

$$I_H = \frac{U_H}{\pi \cdot p(r_{тр} + r_B)} [tg\theta - \theta],$$

откуда следует, что расчетный параметр  $A$ , по аналогии с однополупериодным выпрямителем, работающим на емкость,

$$A = tg\theta - \theta = \frac{\pi p(r_{тр} + r_B) \cdot I_H}{U_H} = \frac{\pi p(r_{тр} + r_B)}{R_H}. \quad (14)$$

Выражение (14) для параметра  $A$  показывает, что он в множителе в  $p$  раз больше, чем в однополупериодном выпрямителе, что можно трактовать как увеличение внутреннего сопротивления умножителя в  $p$  раз.

9. Максимальное обратное напряжение, прикладываемое к диодам на холостом ходу, будет равно

$$U_{обр.m} = 2U_{2m} = 2U_2 \sqrt{2} = 400 \text{ В.}$$

10. Напряжение на нагрузке по (12) мы пока найти не можем, т.к. нам неизвестно активное сопротивление трансформатора  $r_{тр}$  и вентиля  $r_B$ . Но мы можем его оценить ориентировочно:

$$U'_n \leq p \cdot U_{2m} = pU_2 \sqrt{2} = 8 \cdot 200 = 1600 \text{ В.}$$

11. Ток нагрузки, ориентировочно,

$$I'_n \leq \frac{U'_n}{R_n} = \frac{1600}{100 \cdot 10^3} = 16 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

12. Выбираем диоды типа 2Д215Б с параметрами [12].

Максимально допустимое обратное напряжение

$$U_{обр.м доп.} = 600 \text{ В.}$$

Максимально допустимый постоянный ток нагрузки при  $T \text{ } ^\circ\text{K} = 333 \text{ } ^\circ\text{K}$  ( $T \text{ } ^\circ\text{C} = 60 \text{ } ^\circ\text{C}$ )

$$I_{np.max} = 1 \text{ А,}$$

при  $T \text{ } ^\circ\text{K} = 398 \text{ } ^\circ\text{K}$  ( $T \text{ } ^\circ\text{C} = 125 \text{ } ^\circ\text{C}$ )

$$I_{np.max} = 0,2 \text{ А.}$$

Максимальный импульсный ток при  $T \text{ } ^\circ\text{C} = 125 \text{ } ^\circ\text{C}$  и длительности импульса тока  $\tau = 1,3 \cdot 10^{-3}$  сек

$$I_{np.имп} = 3 \text{ А.}$$

Пересчитаем импульсный ток на длительность импульса  $T = 10 \cdot 10^{-3}$  сек, что соответствует рабочей частоте 50 Гц.

$$I_{np.имп.доп}^2 \cdot T = I_{np.имп}^2 \cdot \tau \Rightarrow$$

$$I_{np.имп.доп} = \sqrt{\frac{I_{np.имп}^2 \cdot \tau}{T}} = \sqrt{\frac{3^2 \cdot 1,3 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}}} \cong 1 \text{ А.}$$

Прямое падение напряжения на диоде при максимальном токе

$$\Delta U_{np.max} = 1,2 \text{ В.}$$

Падение напряжения на диоде при токе, стремящемся к нулю, ориентировочно

$$\Delta U_0 \approx 0,6 \text{ В.}$$

Тогда динамическое сопротивление вентиля приблизительно

$$r_B = \frac{\Delta U_{np.max} - \Delta U_0}{I_{np.max}} = \frac{1,2 - 0,6}{1} = 0,6 \text{ Ом.}$$

13. Активное сопротивление трансформатора, приведенное к вторичной обмотке [6] для схемы удвоения напряжения (схемы Латтура) ориентировочно найдем по выражению

$$r_{\text{тр.Л}} = K_r \cdot \frac{U'_H}{I'_H \cdot f_c B_m} \cdot \sqrt[4]{\frac{S \cdot f_c \cdot B_m}{U'_H \cdot I'_H}}, \quad (15)$$

при  $K_r = 0,9$ ;  $U_H = 1600$  В;  $I_H = 16 \cdot 10^{-3}$  А;  $S = 1$ ;  $f_c = 50$  Гц;  $B_m = 1,5$  Тл,

$$r_{\text{тр.Л}} = 0,9 \cdot \frac{1600}{16 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 1,5} \cdot \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,5}{1600 \cdot 16 \cdot 10^{-3}}} = 1570 \text{ Ом.}$$

Так как коэффициент трансформации в схеме удвоения будет в четыре раза меньше, чем в нашей схеме умножения с  $p = 8$ , то активное сопротивление трансформатора, приведенное к вторичному напряжению умножителя, будет в  $\left(\frac{p}{2}\right)^2$  раз меньше, что составит

$$r_{\text{тр}} = \frac{r_{\text{тр.Л}} \cdot 4}{p^2} = \frac{1570 \cdot 4}{8^2} = 98,1 \text{ Ом.}$$

14. Теперь можно рассчитать параметр  $A$  по выражению (14)

$$A = \frac{\pi p (r_{\text{тр}} + r_B)}{R_H} = \frac{\pi \cdot 8 \cdot (98,1 + 0,6)}{100 \cdot 10^3} = 0,025.$$

15. По известному параметру  $A$  и зависимости  $\theta = f(A)$  определяем угол отсечки

$$\theta^\circ = 20^\circ \text{ или } (\theta_{\text{рад}} = 0,35 \text{ рад})$$

и угол проводимости вентиля

$$\lambda^\circ = 2\theta^\circ = 2 \cdot 20^\circ = 40^\circ \quad (\lambda_{\text{рад}} = 0,7 \text{ рад}).$$

16. По известному параметру  $A$  и зависимости  $B = f(A)$  определяем коэффициент фазной ЭДС

$$B(A) = 0,725$$

и рассчитываем напряжение на нагрузке по выражению

$$\frac{U_2}{U_H} = \frac{B(A)}{p} \Rightarrow \quad (16)$$

$$U_H = \frac{U_2 \cdot p}{B(A)} = \frac{141 \cdot 8}{0,725} = 1556 \text{ В.}$$

17. Ток нагрузки уточненный

$$I_H = \frac{U_H}{R_H} = \frac{1556}{100 \cdot 10^3} = 15,56 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

Видно, что ток практически не отличается от найденного ранее.

18. Ток вторичной обмотки трансформатора в положительный период напряжения равен сумме токов "четных" вентилях, а в отрицательный – "нечетных", что дает при четном числе ступеней умножения  $p$

$$i_2 = \frac{p}{2} \cdot i_B. \quad (17)$$

При нечетном числе ступеней умножения в токе вторичной обмотки появится постоянная составляющая, равная среднему току одного вентиля, что приведет к подмагничиванию трансформатора. Это явление нужно учитывать, как и в однополупериодном выпрямителе, помня, что постоянная составляющая тока в первичную обмотку трансформатора не передается. Естественно, что подмагничивание приведет к увеличению габаритной мощности вторичной обмотки. Однако с увеличением ступеней умножения это явление ослабевает, и при  $p > 5$  его можно не учитывать.

Действующее значение тока, протекающего через вентиль, по аналогии с однополупериодным выпрямителем

$$I_B = D(A) \cdot I_n, \quad (18)$$

где  $D(A)$  - коэффициент формы тока вентиля.

Для  $A = 0,025$  находим по кривым  $D = f(A)$ ,  $D(A) = 3,3$ .

19. Так как ток через вторичную обмотку в  $\frac{p}{2}$  раз больше тока вентиля и протекает в оба полупериода, то

$$I_2 = \frac{p}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot I_B = \frac{p}{\sqrt{2}} \cdot D(A) \cdot I_n, \quad (19)$$

что при известном  $D(A) = 3,3$  и  $I_n = 15,6 \cdot 10^{-3}$  дает

$$I_2 = \frac{8}{\sqrt{2}} \cdot 3,3 \cdot 15,6 \cdot 10^{-3} = 0,29 \text{ А.}$$

20. Максимальное значение тока диода найдем через коэффициент  $M = f(A)$  при  $A = 0,025$ , что дает

$$M = \frac{I_{Bm}}{I_n} \cong 10,5 \quad \Rightarrow$$

$$I_{Bm} = 10,5 \cdot I_n = 10,5 \cdot 15,6 \cdot 10^{-3} = 0,16 \text{ А,}$$

что для вентиля допустимо.

21. Ток первичной обмотки трансформатора при четном числе ступеней умножения будет повторять собой форму тока вторичной обмотки, а значит его можно найти по выражению

$$I_1 = \frac{I_2}{k_{\text{тр}}}, \quad (20)$$

где  $k_{\text{тр}} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{141} = 1,56$  - коэффициент трансформации,

откуда

$$I_1 = \frac{0,29}{1,56} = 0,19 \text{ А.}$$

22. Габаритная мощность трансформатора, поскольку он двухобмоточный,

$$S_{\text{тр}} = S_2 = S_1 = U_2 \cdot I_2 = 141 \cdot 0,29 = 40,9 \text{ ВА.}$$

23. Зная средние значения токов заряда и разряда конденсаторов  $C_1$ ,  $C_4$ ,  $C_6$  и  $C_8$  (4)-(9), можно найти размах пульсаций на них соответственно:

для конденсатора  $C_8$

$$\Delta U_{C8} = \frac{I_n \cdot \frac{T}{2}}{C} = \frac{I_n \cdot T}{2C} = \frac{I_n}{2f_c \cdot C}; \quad (21)$$

для конденсатора  $C_6$

$$\Delta U_{C6} = 2 \cdot \frac{I_n}{2f_c \cdot C}, \quad (22)$$

потому что ток заряда-разряда равен  $2I_n$

$$\Delta U_{C4} = 3 \cdot \frac{I_n}{2f_c \cdot C}, \quad (23)$$

$$\Delta U_{C2} = 4 \cdot \frac{I_n}{2f_c \cdot C}. \quad (24)$$

24. Тогда полный размах пульсаций напряжения на нагрузке будет равен сумме пульсаций напряжений на каждом из конденсаторов, т.е.

$$\Delta U_n = U_{C8} + U_{C6} + U_{C4} + U_{C2} = (1+2+3+4) \frac{I_n}{2f_c \cdot C} = \frac{10 \cdot I_n}{2f_c \cdot C}. \quad (25)$$

25. В общем случае размах пульсаций напряжения на нагрузке

$$\begin{aligned}\Delta U_n &= \sum_{k=1}^{\left(\frac{p}{2}\right)} k \cdot \frac{I_n}{2f_c C} = \frac{\left(\frac{p}{2}+1\right)\frac{p}{2}}{2} \cdot \frac{I_n}{2f_c \cdot C} = \frac{\left(\frac{p}{2}+1\right) \cdot p \cdot I_n}{8f_c \cdot C} = \\ &= \frac{(p+2) \cdot p \cdot I_n}{16f_c \cdot C}.\end{aligned}\quad (26)$$

26. Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке, определенный как

$$k'_n = \frac{\Delta U_n}{2 \cdot U_n} = \frac{p(p+2) \cdot I_n}{32f_c \cdot C \cdot U_n} = \frac{p(p+2)}{32f_c \cdot C \cdot R_n}, \quad (27)$$

можно найти, зная емкость конденсатора одной ступени, которую в нашем случае нужно найти.

27. Тогда емкость конденсатора одной ступени будет равна

$$C = \frac{p(p+2)}{32f_c \cdot k'_n \cdot R_n} = \frac{8(8+2)}{32 \cdot 50 \cdot 0,03 \cdot 100 \cdot 10^3} = 16,7 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Суммарная емкость всех конденсаторов умножителя будет равна

$$C_\Sigma = pC = \frac{p^2(p+2)}{32f_c \cdot k'_n \cdot R_n} = 8 \cdot 16,7 \cdot 10^{-6} = 133,6 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.} \quad (28)$$

28. Размах пульсаций напряжения на каждом из конденсаторов в соответствии с (21)-(24)

$$\Delta U_{C8} = \frac{I_n}{2f_c \cdot C} = \frac{15,6 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 50 \cdot 16,7 \cdot 10^{-6}} = 9,4 \text{ В;}$$

$$\Delta U_{C6} = 2 \cdot \Delta U_{C8} = 18,8 \text{ В;}$$

$$\Delta U_{C4} = 3 \cdot \Delta U_{C8} = 28,2 \text{ В;}$$

$$\Delta U_{C2} = 4 \cdot \Delta U_{C8} = 37,6 \text{ В.}$$

29. Выбираем конденсаторы по следующим исходным данным:

максимальное постоянное напряжение, прикладываемое к конденсатору,

$$U_{C_{\max}} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2}U_2 = 2\sqrt{2} \cdot 141 = 400 \text{ В;}$$

частота переменной составляющей напряжения

$$f_1 = f_c = 50 \text{ Гц;}$$

амплитуда переменной составляющей максимальна во втором конденсаторе

$$U_{C\sim m} \cong \frac{\Delta U_2}{2} = \frac{37,6}{2} = 18,8 \text{ В.}$$

Выбираем конденсаторы типа К50-29 [9], предназначенные для работы в цепях постоянного и пульсирующего токов, со следующими электрическими параметрами:

номинальная емкость и допускаемое отклонение

$$C_{ном} = 22 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

$$\Delta C = +50\%; -20\%;$$

номинальное постоянное напряжение

$$U_{ном} = 450;$$

наибольшая допустимая амплитуда переменного напряжения с частотой 50 Гц при  $T \leq +40 \text{ }^\circ\text{C}$

$$U_{m\delta 50} = 10 \text{ В};$$

интервал рабочих температур

от минус  $60 \text{ }^\circ\text{C}$  до  $+85 \text{ }^\circ\text{C}$ ;

тангенс угла потерь

$$tg\delta = 0,1;$$

ток утечки при максимальной температуре

$$I_{ym(+85^\circ\text{C})} = 50 \cdot 10^{-6} \text{ А.}$$

30. Из приведенных данных по конденсаторам К50-29 видно, что он не проходит по максимально допустимому значению переменной составляющей 50 Гц, т.к.

$$U_{C\sim m} = 18,8 \text{ В} > U_{m\delta 50} = 10 \text{ В},$$

причем этот параметр превышен в конденсаторах  $C_1, C_2, C_3, C_4$ .

Перераспределим емкости конденсаторов пропорционально их токам заряда-разряда (4)–(11), что даст для всех конденсаторов  $C_1$ – $C_8$  одинаковый размах пульсаций. В общем случае размах пульсаций на последней степени умножения

$$\Delta U = \Delta U_p = \frac{I_n}{2f_c \cdot C_p}. \quad (29)$$

31. Тогда размах напряжения на нагрузке

$$\Delta U_{н1} = \frac{P}{2} \Delta U = \frac{P \cdot I_n}{4f_c \cdot C_p}, \quad (30)$$

что дает для коэффициента пульсаций на нагрузке

$$k'_п = \frac{\Delta U_{н1}}{2 \cdot U_n} = \frac{P \cdot I_n}{8f_c \cdot C_p \cdot U_n} = \frac{P}{32f_c \cdot C_p \cdot R_n}, \quad (31)$$

где  $C_p$  - емкость последней ступени умножения.

Из выражения (30) можно определить емкость последней ступени умножения

$$C_p = \frac{P}{8f_c \cdot k'_п \cdot R_n}. \quad (32)$$

33. Для конденсаторов с четными номерами

$$\left. \begin{array}{l} C_p = C_p, \\ C_{p-2} = 2C_p, \\ C_{p-4} = 3C_p, \\ \dots \dots \dots \\ C_1 = \frac{p}{2} C_p, \end{array} \right\} \quad (33)$$

аналогично для конденсаторов с нечетными номерами

$$\left. \begin{array}{l} C_{p-1} = C_p, \\ C_{p-3} = 2C_p, \\ C_{p-5} = 3C_p, \\ \dots \dots \dots \\ C_1 = \frac{p}{2} C_p. \end{array} \right\} \quad (34)$$

34. Тогда суммарная емкость  $C_\Sigma$  конденсаторов будет равна

$$\begin{aligned} C_{\Sigma 1} &= 2 \sum_{k=1}^{\left(\frac{p}{2}\right)} k \cdot C_p = 2 \frac{\left(\frac{p}{2} + 1\right) \cdot \frac{p}{2}}{2} \cdot C_p = \\ &= \left(\frac{p}{2} + 1\right) \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{p}{8f_c \cdot k'_п \cdot R_n} = \frac{p^2(p+2)}{32f_c \cdot k'_п \cdot R_n}. \end{aligned} \quad (35)$$

Выражение (35) показывает, что суммарная емкость конденсаторов умножителя при этом не изменилась.

35. По выражениям (32)–(34) рассчитаем емкости ступеней:

$$C_8 = C_p = \frac{P}{8f_c \cdot k'_n \cdot R_n} = \frac{8}{8 \cdot 50 \cdot 0,03 \cdot 100 \cdot 10^3} = 6,7 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

$$C_7 = 6,7 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

$$C_6 = C_5 = 2C_8 = 13,3 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

$$C_4 = C_3 = 3C_8 = 20 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

$$C_2 = C_1 = 4C_8 = 26,7 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

36. По выражению (29) рассчитываем размах пульсаций напряжения на каждом из конденсаторов

$$\Delta U = \Delta U_8 = \frac{I_n}{2f_c \cdot C_8} = \frac{15,6 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 50 \cdot 6,7 \cdot 10^{-6}} = 23,3 \text{ В}.$$

Тогда амплитуда переменной составляющей

$$U_{C\sim m} = \frac{\Delta U}{2} = 11,7 \text{ В}.$$

Выбираем конденсатор К50-29-450 В-10 мкФ, у которого допустимая амплитуда пульсаций 50 Гц – 14 В.

37. В связи с увеличением емкости  $C_8$  с  $6,7 \cdot 10^{-6}$  до  $10 \cdot 10^{-6}$  коэффициент пульсаций уменьшается, уменьшится и  $\Delta U$ .

Допустим даже, что все конденсаторы имеют минимальную емкость с отклонением емкости –20% (см. п. 28).

$$\text{Тогда } C_8 = C_{8\min} = C_{ном} \cdot (1 - 0,2) = 8 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

По выражению (29)

$$\Delta U = \frac{15,6 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 50 \cdot 8 \cdot 10^{-6}} = 19,5;$$

$$U_{C\sim m} = \frac{\Delta U}{2} = \frac{19,5}{2} = 9,75.$$

Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке по (31)

$$k'_n = \frac{8 \cdot 1}{8 \cdot 50 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3} = 0,025;$$

$$k'_n (\%) = 2,5\%, \text{ т.е. меньше заданного.}$$

### 3.7. Задачи по фильтрам для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения

**3.7.1.** Рассчитать параметры сглаживающего Г-образного LC-фильтра, установленного на выходе трехфазного выпрямителя с нулевой точкой.

Исходные данные:

1. Фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора  $U_2 = 440$  В.
2. Частота питающей сети  $f_c = 50$  Гц.
3. Коэффициент пульсаций на нагрузке  $k'_п = 2\%$ .
4. Сопротивление нагрузки  $R_n = 315$  Ом.
5. Потери в выпрямителе отсутствуют.

1. Формализуем задание.

Дано:

$$U_2 = 440 \text{ В}$$

$$f_c = 50 \text{ Гц}$$

$$k'_п = 2\%$$

$$R_n = 315 \text{ Ом}$$

$$\eta = 1$$

$$L = ?, I_d = ?, I_{d\sim} = ?, U_{d\sim} = ?, f_1 = ?, P_{\partial p} = ?, r_{\partial p} = ?, I_{\partial p} = ?,$$

$$C = ?, U_{C\sim} = ?, U_{C_{\text{ннн}}} = U_d = ?, U_{C_{\text{max}}} = ?$$

Рассчитать параметры LC-фильтра это значит:

для дросселя найти величину индуктивности  $L$ , величину тока подмагничивания дросселя  $I_d$ , переменную составляющую тока дросселя  $I_{d\sim}$ , эффективное значение тока  $I_{\partial p}$  дросселя, переменную составляющую напряжения  $U_{d\sim}$ , определяющую габаритную мощность дросселя  $P_{\partial p}$  и частоту  $f_1$  первой гармоники, активное сопротивление  $r_{\partial p}$  обмотки дросселя; для конденсатора нужно найти емкость  $C$ , переменную составляющую напряжения  $U_{C\sim}$  на конденсаторе и ее частоту  $f_1$ , номинальное напряжение  $U_C$  и его максимальное  $U_{C_{\text{max}}}$  значение.

1. Схема выпрямителя с фильтром представлена на рис. 3.21.

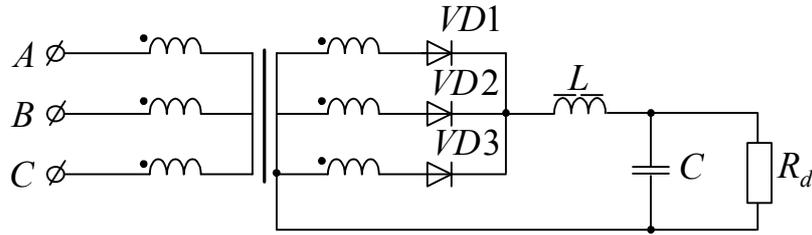


Рис. 3.21

2. Выпрямленное напряжение

$$U_d = \sqrt{2}U_2 \cdot \frac{m_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2} = \sqrt{3} \cdot 440 \cdot \frac{3}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{3} = 630 \text{ В.}$$

3. Коэффициент пульсаций на входе фильтра, начинающегося с дросселя,

$$k_{\pi} = \frac{2}{m_{\pi}^2 - 1} = \frac{2}{3^2 - 1} = \frac{2}{8} = 0,25.$$

$$k_{\pi} = 25\%.$$

4. Коэффициент сглаживания, который должен обеспечить фильтр,

$$k_{\text{сгл.}} = \frac{k_{\pi}}{k'_{\pi}} = \frac{25}{2} = 12,5.$$

5. Ток подмагничивания дросселя равен выпрямленному току

$$I_d = \frac{I_d}{R_d} = \frac{630}{315} = 2 \text{ А.}$$

6. Чтобы обеспечить режим непрерывного тока в дросселе, величину индуктивности нужно выбрать больше некоторой критической величины:

$$L_{\text{кр}} = \frac{2R_d}{(m_{\pi}^2 - 1)m_{\pi}\omega_c} = \frac{2 \cdot 315}{(9 - 1) \cdot 3 \cdot 314} = 83,6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн,}$$

выбираем  $L = 100 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} > L_{\text{кр}}$ .

7. Произведение  $[LC]$  определяем по формуле

$$[LC] = \frac{k_{\text{сгл.}} + 1}{m_{\pi}^2 \cdot \omega_c^2} = \frac{12,5 + 1}{3^2 \cdot 314^2} = 15,2 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \cdot \text{Ф.}$$

8. Тогда величина емкости определяется как

$$C = \frac{[LC]}{L_{кр}} = \frac{15,2 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-3}} = 152 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

9. Индуктивное сопротивление дросселя на частоте первой гармоники

$$X_L = m_{\pi} \omega_c L = 3 \cdot 314 \cdot 100 \cdot 10^{-3} = 94,2 \text{ Ом.}$$

10. Емкостное сопротивление конденсатора на частоте первой гармоники

$$X_C = \frac{1}{m_{\pi} \omega_c C} = \frac{1}{3 \cdot 314 \cdot 152 \cdot 10^{-6}} = 6,98 \text{ Ом.}$$

11. Сравнение  $X_L$ ,  $X_C$  с  $R_d$  позволяет сделать вывод, что фильтрация осуществляется в основном емкостью, т.к.  $X_C = 6,98 \ll R_d = 315$ ,  $X_L = 94,2 < R_d = 315$ .

12. Волновое сопротивление фильтра

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{100 \cdot 10^{-3}}{152 \cdot 10^{-6}}} = 25,6 \text{ Ом.}$$

Определяем максимальное значение тока при включении выпрямителя

$$I_{L \max} \cong \frac{U_d}{\rho} = \frac{630}{25,6} = 24,6 \text{ А}$$

и максимальное напряжение на конденсаторе при отключении нагрузки

$$U_{C \max} \cong U_d + I_d \cdot \rho = 630 + 2 \cdot 25,6 = 682 \text{ В.}$$

13. Резонансную круговую частоту фильтра найдем по выражению

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{100 \cdot 10^{-3} \cdot 152 \cdot 10^{-6}}} = 256,2 \text{ рад/сек.}$$

Если  $\omega_p \leq \frac{1}{2} m_{\pi} \omega_c = \frac{1}{2} \cdot 3 \cdot 314 = 471 \text{ рад/сек}$ , то резонансные явления в сглаживающем фильтре исключены.

14. Критическое значение сопротивления нагрузки, при котором ток дросселя станет прерывистым, можно найти из соотношения

$$R_{d \text{ кр.}} = \frac{1}{2} L \cdot (m_{\pi}^2 - 1) m_{\pi} \omega_c = \frac{1}{2} \cdot 100 \cdot 10^{-3} \cdot (9 - 1) \cdot 3 \cdot 314 = 376 \text{ Ом.}$$

Если сопротивление  $R_d$  нагрузки возрастет от  $R_{d \text{ ном.}} = 315 \text{ Ом}$  до  $R_{d \text{ кр.}} = 376 \text{ Ом}$ , то ток станет прерывистым. Чтобы отодвинуть эту грани-

цу в сторону бóльших сопротивлений, нужно увеличить индуктивность дросселя.

15. Для расчета переменной составляющей тока дросселя нужно найти эквивалентное сопротивление фильтра на частоте первой гармоники, т.е.

$$Z_{\phi} = jX_L + \frac{-jX_C \cdot R_d}{R_d - jX_C},$$

учитывая, что в нашем случае  $X_C \ll R_d$ , приближенно получим

$$Z_{\phi} = jX_L - jX_C = j(jX_L - jX_C) = j(94,2 - 6,98) = j87,2 \text{ Ом.}$$

16. Амплитуда переменной составляющей тока дросселя определится как

$$I_{d\sim} = \frac{U_{1m}}{Z_{\phi}}.$$

Учитывая, что  $\frac{U_{1m}}{U_d} = k_{\pi} = 0,25$ , находим

$$U_{1m} = 0,25U_d = 0,25 \cdot 630 = 157,5 \text{ В.}$$

Отсюда

$$I_{d\sim} = \frac{157,5}{87,2} = 1,8 \text{ А.}$$

17. Действующее значение тока дросселя определим по формуле

$$I_{\text{дп}} = \sqrt{I_d^2 + \left(\frac{I_{d\sim}}{\sqrt{2}}\right)^2} = \sqrt{2^2 + \left(\frac{1,8}{\sqrt{2}}\right)^2} = 2,37 \text{ А.}$$

18. Габаритную мощность дросселя найдем как произведение действующего значения тока дросселя на действующее значение напряжения первой гармоники напряжения. Амплитуда переменной составляющей напряжения

$$U_{L\sim} = \frac{U_{1m} \cdot jX_L}{j(X_L - X_C)} = \frac{157,5 \cdot 94,2}{87,2} = 170 \text{ В.}$$

Габаритная мощность дросселя

$$P_{\text{дп}} = \frac{U_{L\sim}}{\sqrt{2}} \cdot I_{\text{дп}} = \frac{170}{\sqrt{2}} \cdot 2,37 = 286 \text{ ВА.}$$

19. Таким образом, получим следующие параметры дросселя фильтра:

$L = 100 \cdot 10^{-3}$  Гн;  $I_d = 2$  А;  $I_{d\sim} = 1,8$  А;  $I_{\text{дп}} = 2,37$  А;  $U_{L\sim} = 170$  В;  
 $f_1 = 150$  Гц;  $P_{\text{дп}} = 286$  ВА.

По этим расчетным параметрам нужно выбрать или рассчитать дроссель, например, как в задаче 3.1.5.

20. Номинальное напряжение на конденсаторе равно выпрямленному напряжению

$$U_{C_{ном}} = U_d = 630 \text{ В.}$$

21. Максимальное напряжение на конденсаторе в переходном режиме (при сбросе тока нагрузки) (см. п.12)

$$U_{C_{max}} = U_d + I_d \cdot \rho = 630 + 2 \cdot 25,6 = 682 \text{ В.}$$

22. Переменную составляющую напряжения с частотой 150 Гц на конденсаторе найдем как

$$U_{C_{\sim}} \cong \frac{U_{1m} \cdot jX_C}{j(X_L - X_C)} = \frac{157,5 \cdot 6,98}{87,2} = 12,6 \text{ В.}$$

23. По параметрам  $U_{C_{ном}} = 630 \text{ В}$ ;  $U_{C_{max}} = 682 \text{ В}$ ;  $U_{C_{\sim}} = 12,6 \text{ В}$  при  $f_1 = 150 \text{ Гц}$  выберем конденсатор.

### **3.8. Задачи по явлению коммутации в выпрямителях, по падению напряжения от коммутации, по внешним характеристикам выпрямителей при различных нагрузках**

**3.8.1.** Определить величину среднего напряжения на активной нагрузке трехфазного мостового выпрямителя и найти его зависимость от тока нагрузки, если фазное напряжение первичной обмотки трансформатора равно 220 В, частота 50 Гц, коэффициент трансформации 5,15, среднее значение тока нагрузки 25 А, индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток трансформатора  $17,8 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$  и  $0,66 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$  соответственно, активными сопротивлениями обмоток пренебречь.

1. Формализация задачи.

Дано:

1.1. Схема трехфазная, мостовая "звезда-звезда" (схема Ларионова);

1.2. Нагрузка – активная;

1.3.  $U_{1\phi} = 220 \text{ В}$ ;

1.4.  $f_c = 50 \text{ Гц}$ ;

1.5.  $k_{тр} = 5,15$ ;

1.6.  $I_d = 25 \text{ А}$ ;

$$1.7. L_{S1} = 17,8 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$1.8. L_{S2} = 0,66 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

$U_d = ?$  Построить внешнюю характеристику.

2. Нарисуем схему выпрямителя с обозначением соответствующих токов и напряжений, рис. 3.22.

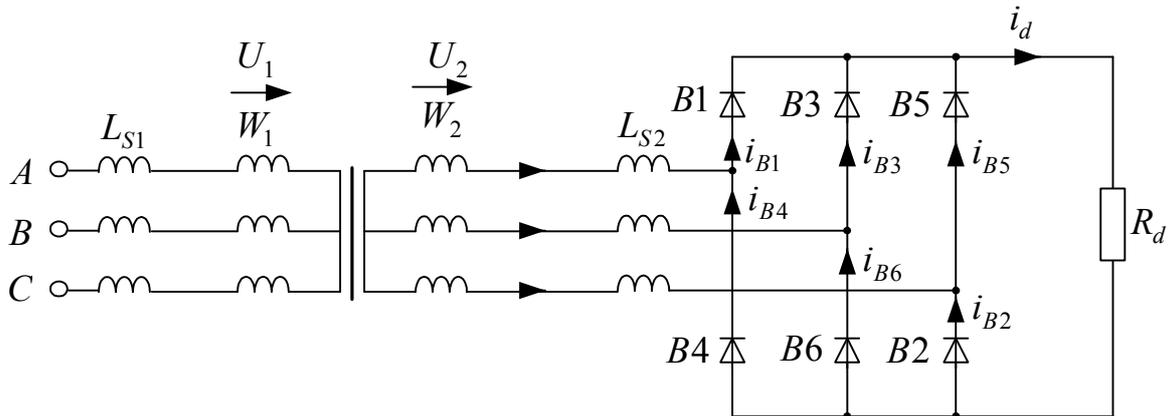


Рис. 3.22

Приводим индуктивность рассеяния первичной обмотки ко вторичной и суммируем ее с индуктивностью рассеяния вторичной. Тогда суммарная индуктивность рассеяния трансформатора, приведенная к вторичной обмотке, будет равна

$$L_{ST2} = L_{S2} + \frac{L_{S1}}{k_{\text{тр}}^2} = 0,66 \cdot 10^{-3} + \frac{17,8 \cdot 10^{-3}}{(5,15)^2} = 1,33 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Изменится соответственно и схема, рис. 3.23

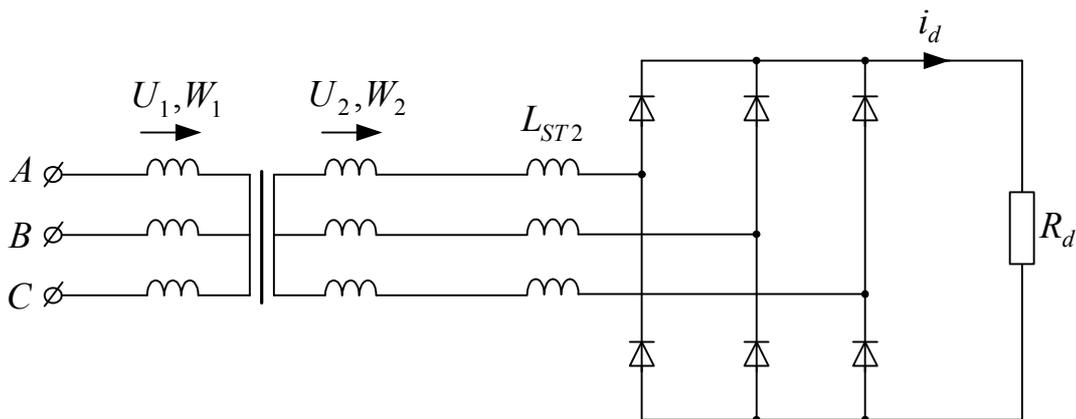


Рис. 3.23

4. Для идеального трансформатора можно найти среднее значение напряжения, которое будет являться напряжением холостого хода для реального трансформатора.

Для выпрямителя со средней точкой

$$U_{d\text{ xx cp.m}} = \sqrt{2}U_2 \cdot \frac{m_2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (1)$$

Поскольку у нас схема мостовая, то ее среднее значение будет удвоено

$$U_{d\text{ xx cp.m}} = 2\sqrt{2} \frac{U_2}{2} \cdot \frac{m_2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (2)$$

5. Вторичное напряжение (действующее значение)

$$U_2 = \frac{U_1}{k_{\text{тр}}} = \frac{220}{5,15} = 42,72 \text{ В.}$$

Тогда напряжение холостого хода

$$U_{d\text{ xx т}} = 2\sqrt{2} \frac{42,72}{2} \cdot \frac{3}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{3} = 99,92 \text{ В.}$$

6. При увеличении тока нагрузки напряжение на выходе выпрямителя будет уменьшаться за счет падения напряжения на коммутацию, обусловленного индуктивностью рассеяния  $L_{ST2}$ .

Известно выражение для расчета падения напряжения от коммутации диодов выпрямителя для схемы со средней точкой

$$\Delta U_{x\text{ cp.т}} = \frac{I_d \cdot X_{ST}}{\left(\frac{2\pi}{m_2}\right)}, \quad (3)$$

где  $X_{ST} = 2\pi f_c \cdot L_{ST2} = 2\pi \cdot 50 \cdot 1,33 \cdot 10^{-3} = 0,418$  Ом – индуктивное сопротивление рассеяния.

Поскольку мостовой выпрямитель состоит из двух нулевых, включенных последовательно относительно нагрузки, то и падение напряжения от коммутации для мостового будет вдвое больше, т.е.

$$\Delta U_{x\text{ м}} = 2 \cdot \frac{I_d \cdot X_{ST}}{\frac{2\pi}{m_2}} = 2 \cdot \frac{25 \cdot 0,418}{\frac{2\pi}{3}} = 9,98 \text{ В} \approx 10 \text{ В.} \quad (4)$$

7. Тогда выходное номинальное напряжение выпрямителя (напряжения при номинальном токе нагрузки) будет равно

$$U_{d\text{ ном}} = U_{d\text{ xx}} - \Delta U_{x\text{ м}} = 100 - 10 = 90 \text{ В.} \quad (5)$$

8. Следует обратить внимание, что выражение (3) справедливо и является точным при активно-индуктивной нагрузке, причем  $L_d/R_d \rightarrow \infty$ .

Для активной нагрузки простого и точного выражения нет, поэтому в данном случае это выражение и полученные результаты будут приближенными.

9. Сравните полученные значения напряжений с напряжениями в задаче 3.3.1.

Зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения тока нагрузки называется внешней характеристикой, и ее можно получить из (5) с учетом (3) и (4):

$$U_d = U_{dxx} - 2 \cdot \frac{I_d \cdot X_{ST}}{\frac{2\pi}{m_2}} = U_{dxx} - \frac{I_d \cdot X_{ST} \cdot m_2}{\pi}. \quad (6)$$

10. По выражению (6) при известных значениях  $U_{dxx} = 100$  В;  $X_{ST} = 0,418$  Ом;  $m_2 = 3$  строим зависимость  $U_d = f(I_d)$ .

Это будет прямая с отрицательным наклоном, как показано на рис. 3.24

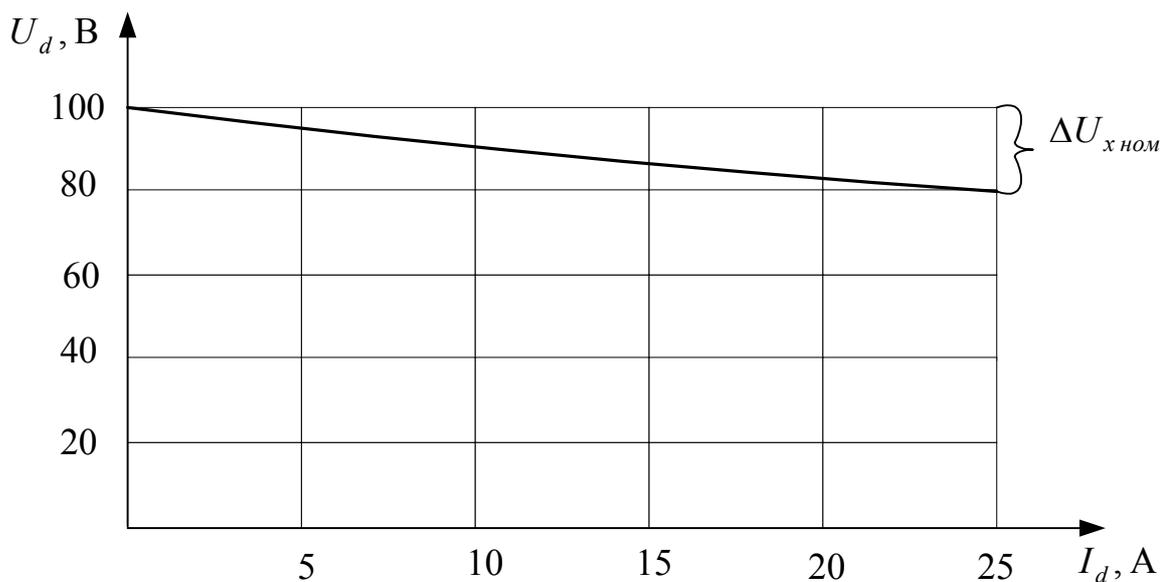


Рис. 3.24

11. Чтобы построить временные диаграммы токов и напряжений, необходимо рассчитать угол коммутации. Для мостового выпрямителя угол коммутации равен углу коммутации нулевого:

$$\gamma_x = \arccos\left(1 - \frac{2 \cdot \Delta U_x}{U_{d0}}\right) = \arccos\left(1 - \frac{2 \cdot 10}{100}\right) = 0,64 \text{ рад,}$$

что соответствует в угловой мере

$$\gamma_x^\circ = 36,8^\circ.$$

Для упрощения построений положим, что  $\gamma_x^\circ = 30^\circ$ .

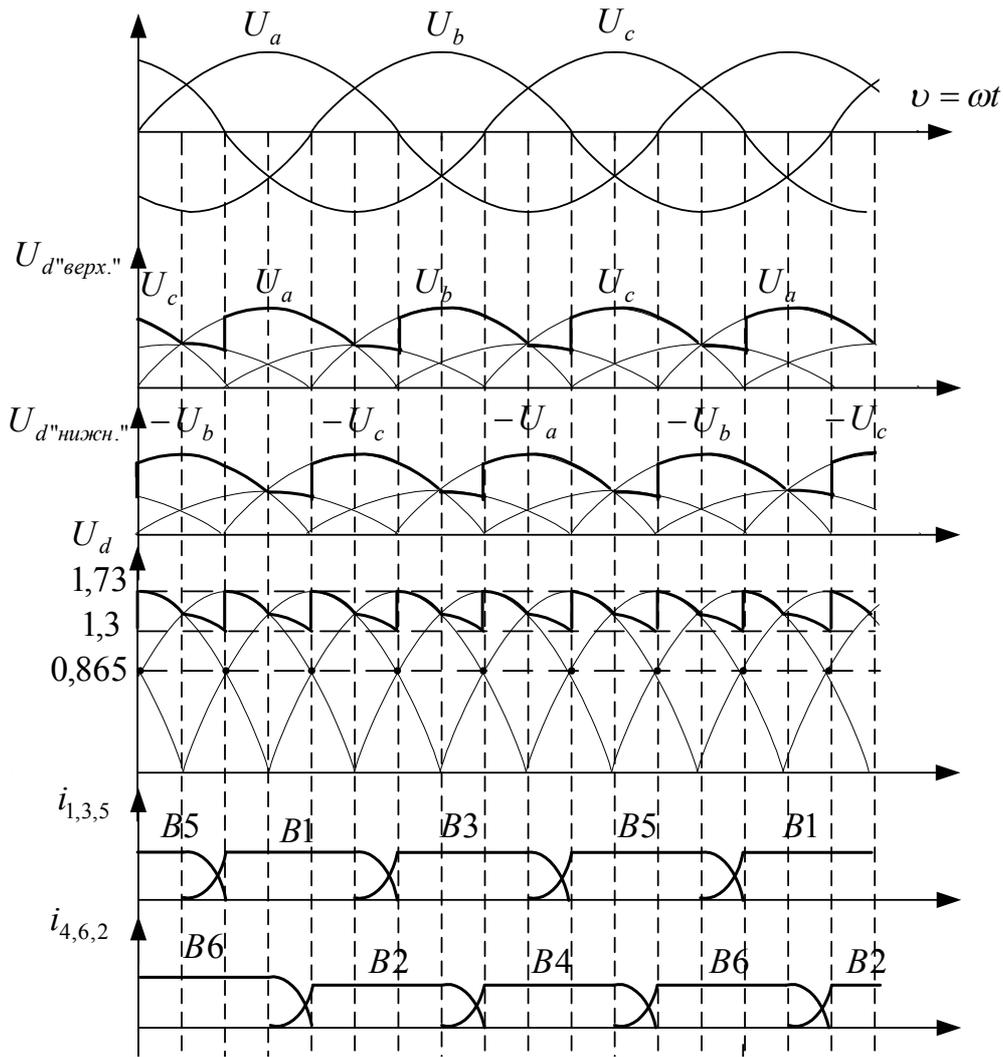


Рис. 3.25

12. Далее строим трехфазную систему переменных напряжений, разделив предварительно период на 12 частей, при этом одно деление будет соответствовать  $\frac{2\pi}{12} = \frac{\pi}{6}$  радиан или  $30^\circ$ .

14. Вспомним, что положительная огибающая многофазных напряжений является выходным напряжением "верхнего" нулевого выпрямителя, а отрицательная – "нижнего". Выходное напряжение равно разности

$$U_d^{\text{"верхнего"}} - (-U_d^{\text{"нижнего"}}) = U_d^{\text{"верхнего"}} + U_d^{\text{"нижнего"}}.$$

15. Строим  $U_d^{\text{"верхнего"}}$  и  $U_d^{\text{"нижнего"}}$ . Затем проводим косинусоиды, максимальное значение которых совпадает с точками естественной коммутации. Именно по этим косинусоидам будет изменяться выходное напряжение соответствующих нулевых выпрямителей на интервале коммутации  $\gamma_x^\circ = 30^\circ$ .



3.1. Как обычно, строим напряжение сети  $U_{1\phi}$  и напряжения вторичных полуобмоток  $U'_{2\phi}$ ,  $U''_{2\phi}$ .

3.2. От точки естественной коммутации (для однофазных выпрямителей это точка перехода напряжения через нуль) отсчитываем угол  $\alpha$  управления и строим короткие импульсы управления, подаваемые на вентили В1 и В2.

3.3. Напряжение  $U_d$  на нагрузке будет равно соответствующему напряжению  $U'_{2\phi}$  или  $U''_{2\phi}$  после включения соответствующего тиристора. Пока тиристор не включился, напряжение на нагрузке будет равно нулю.

3.4. Ток нагрузки  $i_d$  будет повторять собой форму напряжения, так как нагрузка активная. При переходе тока нагрузки через нуль включенный тиристор выключается.

3.5. Ток первичной обмотки трансформатора будет равен разности токов вторичных обмоток, с учетом коэффициента трансформации и направления токов относительно начала обмоток, так что

$$i_1 W_1 - i_{B1} W_2 + i_{B2} W_2 = 0 \quad \Rightarrow$$

$$i_1 = \frac{1}{k_{тр}} (i_{B1} - i_{B2}).$$

3.6. Напряжение на вентиле, в предположении, что вентили идеальны и имеют одинаковые прямое и обратное сопротивление в выключенном состоянии, строим из следующих соображений:

– на интервале  $0 - \alpha$ , когда оба вентиля выключены суммарное напряжение вторичных обмоток делится пополам, так что к одному вентилю, например, В1 прикладывается прямое напряжение  $U'_{2\phi}$ , а к вентилю В2 – обратное, равное  $U''_{2\phi}$ ;

на интервале времени  $\alpha - \pi$  тиристор В1 включается и напряжение на нем становится равным нулю, а к тиристор В2 прикладывается удвоенное напряжение  $U'_{2\phi} + U''_{2\phi}$ ; далее процессы повторяются.

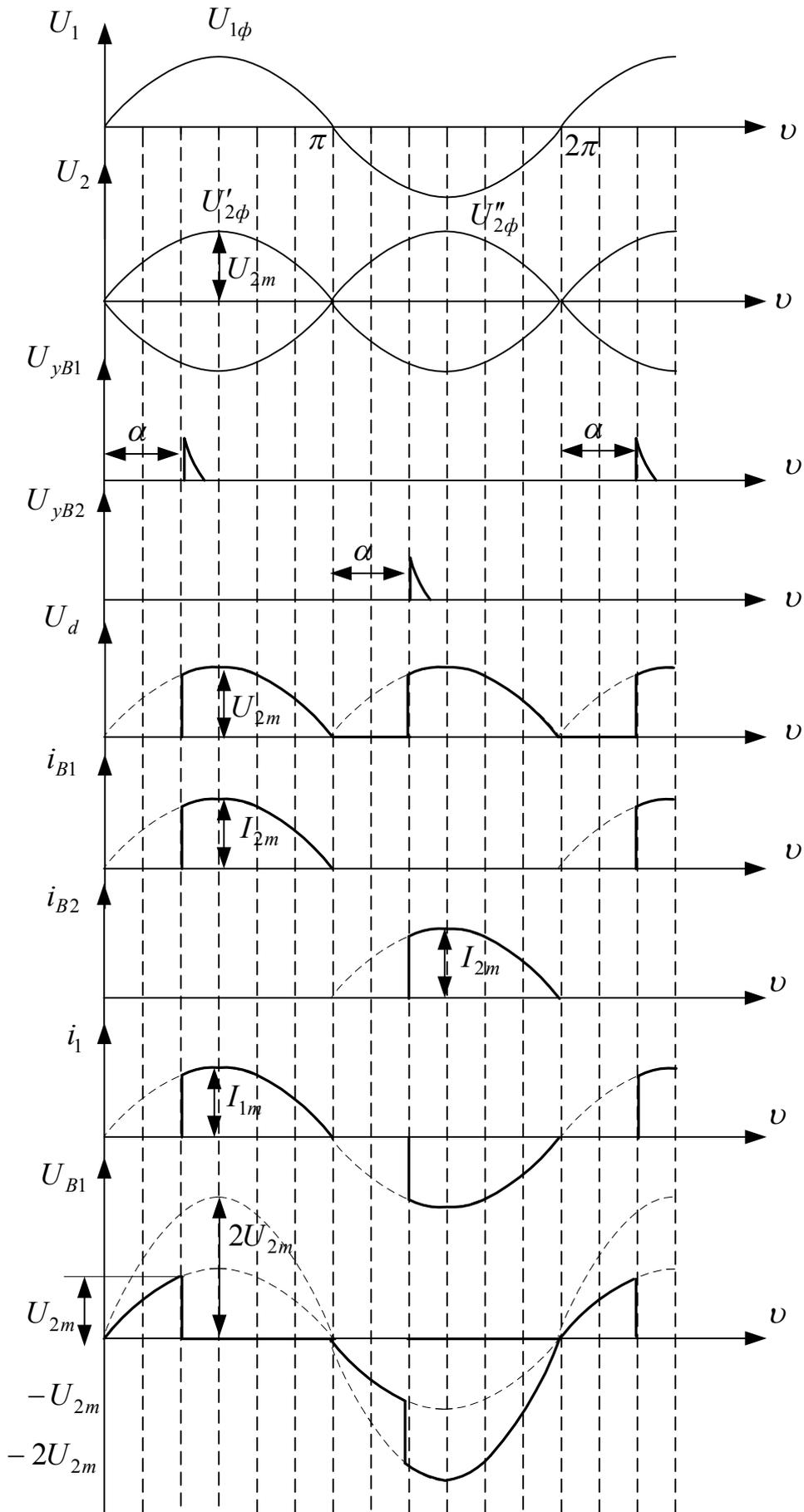


Рис. 3.27

4. Находим среднее значение выпрямленного напряжения при некотором угле управления тиристорами  $\alpha$

$$U_{d\alpha} = I_{d\alpha} \cdot R_d = 10 \cdot 6 = 60 \text{ В.}$$

5. Выпрямленное напряжение при активной нагрузке связано с напряжением вторичной обмотки и углом управления тиристорами следующим соотношением:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_{2\phi} \cdot \sin \nu d\nu = \frac{\sqrt{2} U_{2\phi}}{\pi} (1 + \cos \alpha), \quad (1)$$

откуда можно найти угол управления тиристорами.

Обратим внимание на следующее. Если положить  $\alpha = 0$ , что соответствует неуправляемому выпрямителю на диодах, то из (1) получим

$$U_{d0} = U_{d\alpha} \Big|_{\alpha=0} = \frac{2\sqrt{2} U_{2\phi}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 100}{\pi} = 90 \text{ В,}$$

тогда выражение (1) можно переписать в виде

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \left( \frac{1 + \cos \alpha}{2} \right). \quad (2)$$

6. Из (1) находим

$$(1 + \cos \alpha) = \frac{U_{d\alpha} \cdot \pi}{\sqrt{2} U_{2\phi}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \alpha = \arccos \left[ \frac{U_{d\alpha} \cdot \pi}{\sqrt{2} U_{2\phi}} - 1 \right] = \arccos \left[ \frac{60 \cdot \pi}{\sqrt{2} \cdot 100} - 1 \right] = 1,231 \text{ рад,}$$

что соответствует  $\alpha^\circ = \frac{180^\circ}{\pi} \cdot 1,231 = 70,6^\circ$ .

Аналогично из (2)

$$1 + \cos \alpha = \frac{2U_{d\alpha}}{U_{d0}} \Rightarrow$$

$$\cos \alpha = \arccos \left[ \frac{2U_{d\alpha}}{U_{d0}} - 1 \right] = \arccos \left[ \frac{2 \cdot 60}{90} - 1 \right] = 1,23 \text{ рад.}$$

Естественно, что мы получили одинаковый результат.

7. Для того, чтобы найти ток первичной обмотки, необходимо найти коэффициент трансформации:

$$k_{\text{тр}} = \frac{U_{1\phi}}{U_{2\phi}} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{220}{100} = 2,2.$$

8. Действующее значение тока первичной обмотки

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_{1m}^2 \cdot \sin^2 \nu d\nu} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left( \frac{I_{2m}}{k_{\text{тр}}} \right)^2 \cdot \sin^2 \nu d\nu} =$$

$$= \frac{I_{2m}}{k_{\text{тр}}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2 \nu d\nu} = \frac{I_{2m}}{k_{\text{тр}}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right]}.$$

Амплитудное значение тока вторичной обмотки

$$I_{2m} = \frac{U_{2m}}{R_d} = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_d} = \frac{\sqrt{2} \cdot 100}{6} = 23,6 \text{ А.}$$

Тогда

$$I_1 = \frac{23,6}{2,2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \frac{\pi}{2} - \frac{1,23}{2} + \frac{1}{4} \sin(2 \cdot 1,23) \right]} = 6,39 \text{ А.}$$

**3.9.2.** Трехфазный симметричный управляемый мост работает на активно-индуктивную нагрузку. Определить фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора, если в нагрузке сопротивление 10 Ом протекает ток 10 А, а угол управления тиристорами равен  $60^\circ$ . Потерями в выпрямителе пренебречь, ток нагрузки считать непрерывным. Представить характерные временные диаграммы токов и напряжений.

1. Формализация задачи.

1.1. Схема – управляемый трехфазный мост (схема Ларионова).

1.2. Нагрузка – активно-индуктивная ( $L_d/R_d \rightarrow \infty$ , т.к. ток считаем непрерывным).

1.3.  $R_d = 10 \text{ Ом}$ .

1.4.  $I_d = 10 \text{ А}$ .

$U_2 = ?$  Временные диаграммы - ?

2. Схема. Из задачи неясно, как соединены первичные и вторичные обмотки трансформатора – звездой или треугольником. Поэтому для определенности полагаем, что схема соединена по принципу треугольник-звезда.

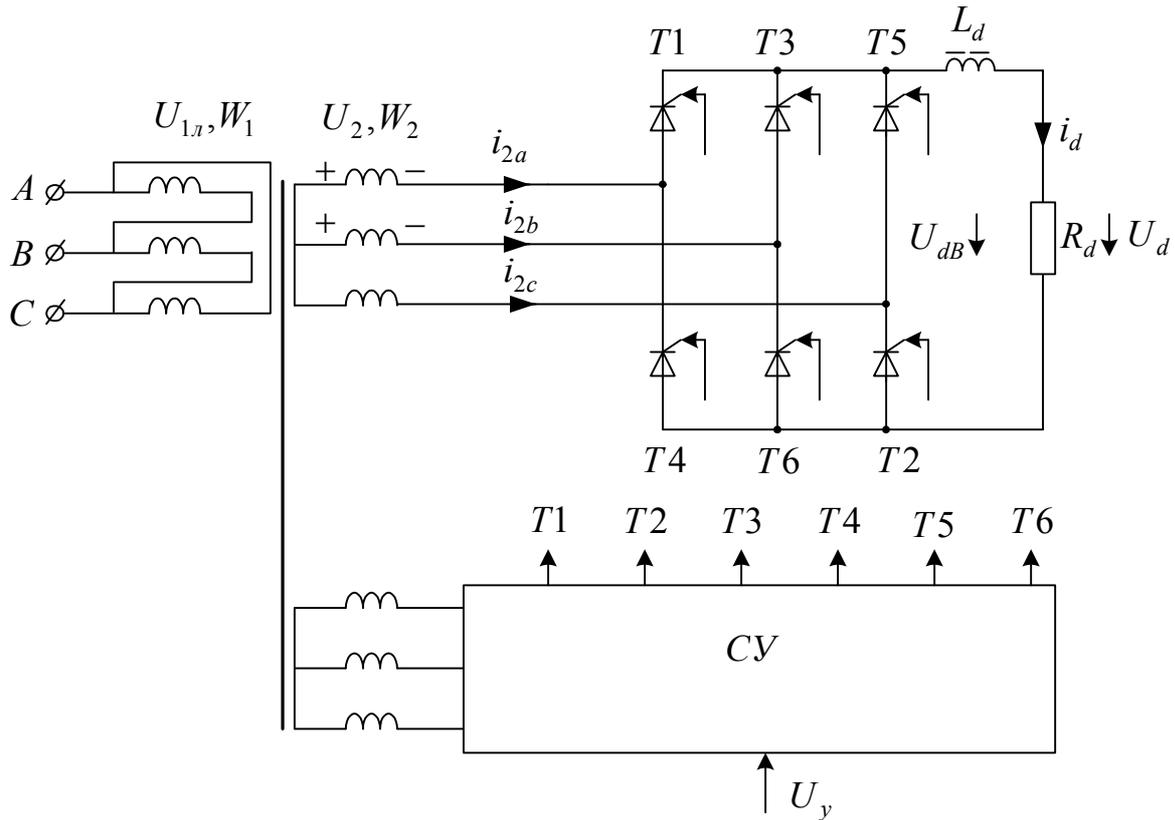


Рис. 3.28

3. Представляем временные диаграммы токов и напряжений. Поясним ход их построения.

3.1. Строим трехфазную систему фазных напряжений  $U_a, U_b, U_c$ .

3.2. Отмечаем углы управления вентилями  $\alpha$  - T1, T2, ..., T6. При этом помним, что угол  $\alpha$  управления соответствующим вентилям измеряется от точки естественной коммутации (ТЕК) соответствующего тиристора до момента включения этого тиристора. Так, для вентиля T1 интервал его естественной работы – "положительность" фазы А, для T2 – фазы В, для T3 – фазы С, для T4 – "отрицательность" фазы А, для T6 – фазы В, для T2 – фазы С.

3.3. Выпрямленное напряжение  $U_{dB}$  на выходе вентильного комплекта равно линейному напряжению вторичных обмоток трансформатора в соответствии с тем, какие тиристоры включены. Среднее значение напряжения  $U_{dBcp}$  – прямая линия, которая при  $L_d \rightarrow \infty$  определяет форму тока  $i_d = I_d$ .

3.4. Так как форма тока  $I_d$  нагрузки известна, то легко нарисовать токи вентиляей – ведь через них протекает ток  $I_d$ . Однако нужно учесть, что ток в соответствующем вентиле задержан на угол  $\alpha$  относительно своей ТЕК. Угол проводимости каждого из вентиляей по-прежнему равен  $120^\circ$ . Момент выключения вентиля определяется углом включения следующего вентиля в катодной или анодной группе.

3.5. Имея диаграммы токов вентиляей легко построить токи вторичных и первичных обмоток трансформатора.

3.6. Обратите внимание, что через  $60^\circ$  управляющий импульс на каждый из тиристоров повторяется. Это необходимо для запуска выпрямителя, когда  $I_d = 0$  и в режиме прерывистого тока. В этом случае можно управлять тиристорами "длинными" импульсами, как на рис. 3.29 показано пунктиром.

4. Выпрямленное напряжение (среднее значение) при заданных токе и сопротивлении нагрузки равно

$$U_{d\alpha} = I_{d\alpha} \cdot R_d. \quad (1)$$

5. Но это же напряжение при индуктивной нагрузке должно быть равно

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cdot \cos \alpha. \quad (2)$$

6. Выпрямленное напряжение при  $\alpha = 0$  для мостового выпрямителя

$$U_{d0} = 2\sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \frac{m_2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (3)$$

7. Подставляем (1) и (3) в (2) и получаем

$$I_{d\alpha} \cdot R_d = 2\sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \frac{m_2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m_2} \cdot \cos \alpha,$$

откуда

$$\begin{aligned} U_2 &= \frac{I_{d\alpha} \cdot R_d \cdot \pi}{2\sqrt{2} \cdot m_2 \cdot \sin \frac{\pi}{m_2} \cdot \cos \alpha} = \\ &= \frac{10 \cdot 10 \cdot \pi}{2\sqrt{2} \cdot m_2 \cdot \sin \frac{\pi}{3} \cdot \cos \frac{\pi}{3}} = 85,5 \text{ В.} \end{aligned}$$

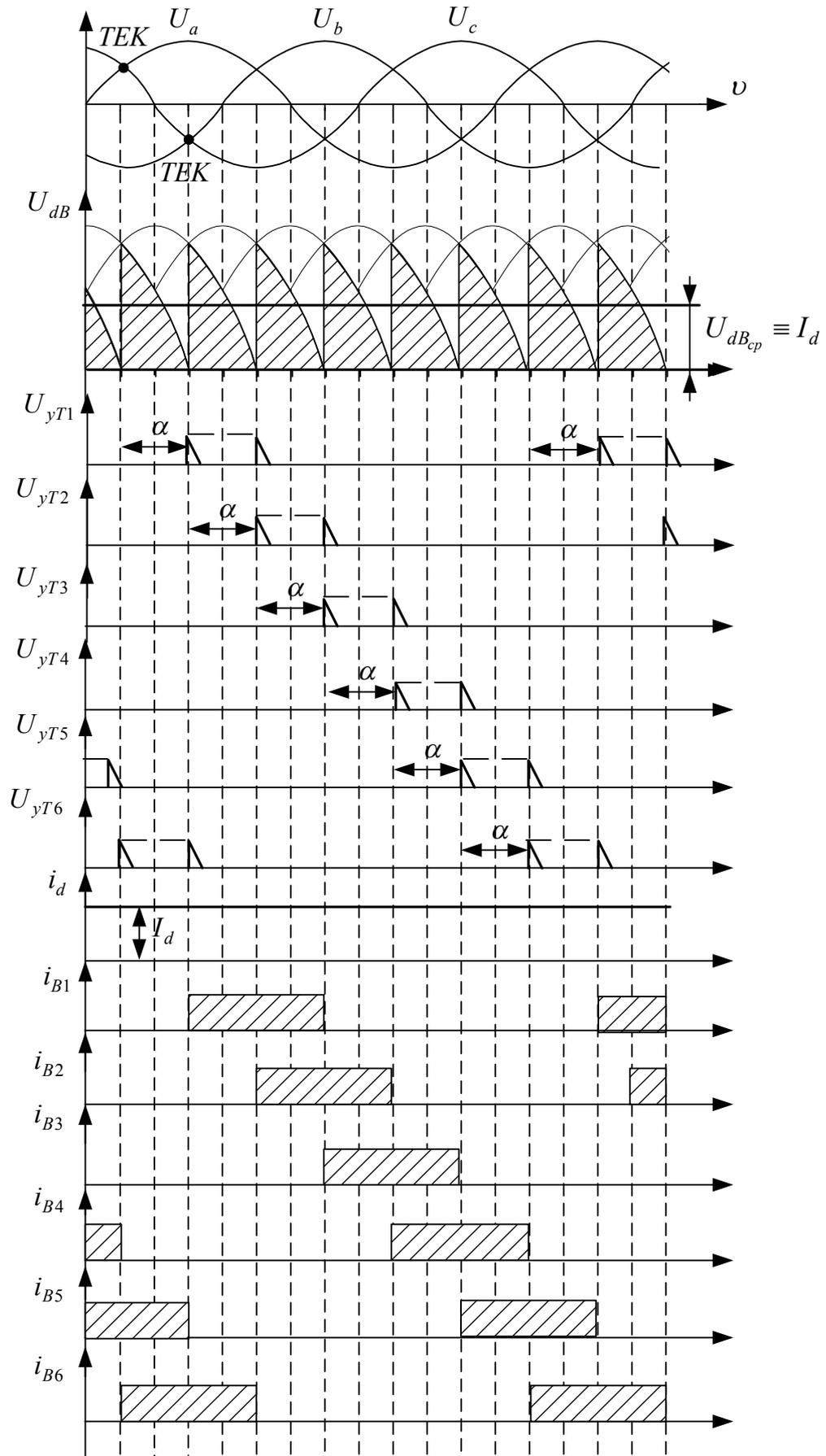


Рис. 3.29

**3.9.3.** Определить величину тока, протекающего в активно-индуктивной нагрузке с сопротивлением 5 Ом, подключенной к выходу трехфазного управляемого выпрямителя с нулевой точкой и нулевым диодом. Фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора 100 В, угол управления тиристорами равен  $60^\circ$ . Потерями в выпрямителе и трансформаторе пренебречь. Представить характерные временные диаграммы напряжений и токов.

1. Формализация задачи.

1.1. Схема – трехфазная нулевая (схема Миткевича) с нулевым диодом, управляемая.

1.2. Нагрузка – активно-индуктивная (т.к. соотношение  $\omega L_d/R_d$  не задано, то определяемся с целью упрощения  $\omega L_d/R_d \rightarrow \infty$ ).

1.3.  $R_d = 5$  Ом.

1.4.  $L_d \rightarrow \infty$ .

1.5.  $\alpha = 60^\circ$ .

1.6.  $\Delta U_r = 0$ ;  $\Delta U_x = 0$ ;  $\Delta U_0 = 0$ .

$I_d = ?$  Временные диаграммы.

2. Схема выпрямителя. Не указана схема соединения первичных обмоток трансформатора. Принимаем схему звезда-звезда.

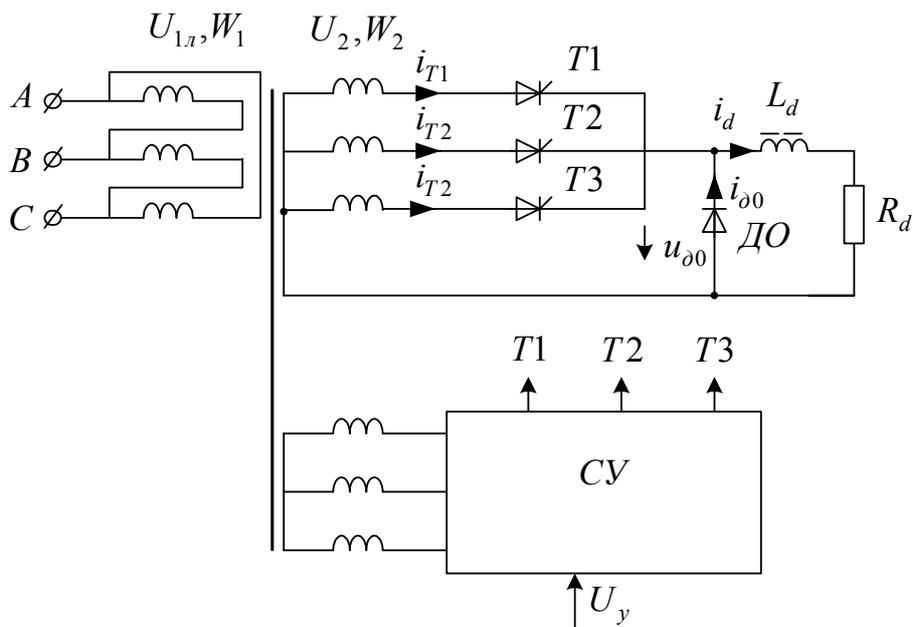


Рис. 3.30

3. Прокомментируем построение временных диаграмм на рис. 3.31.

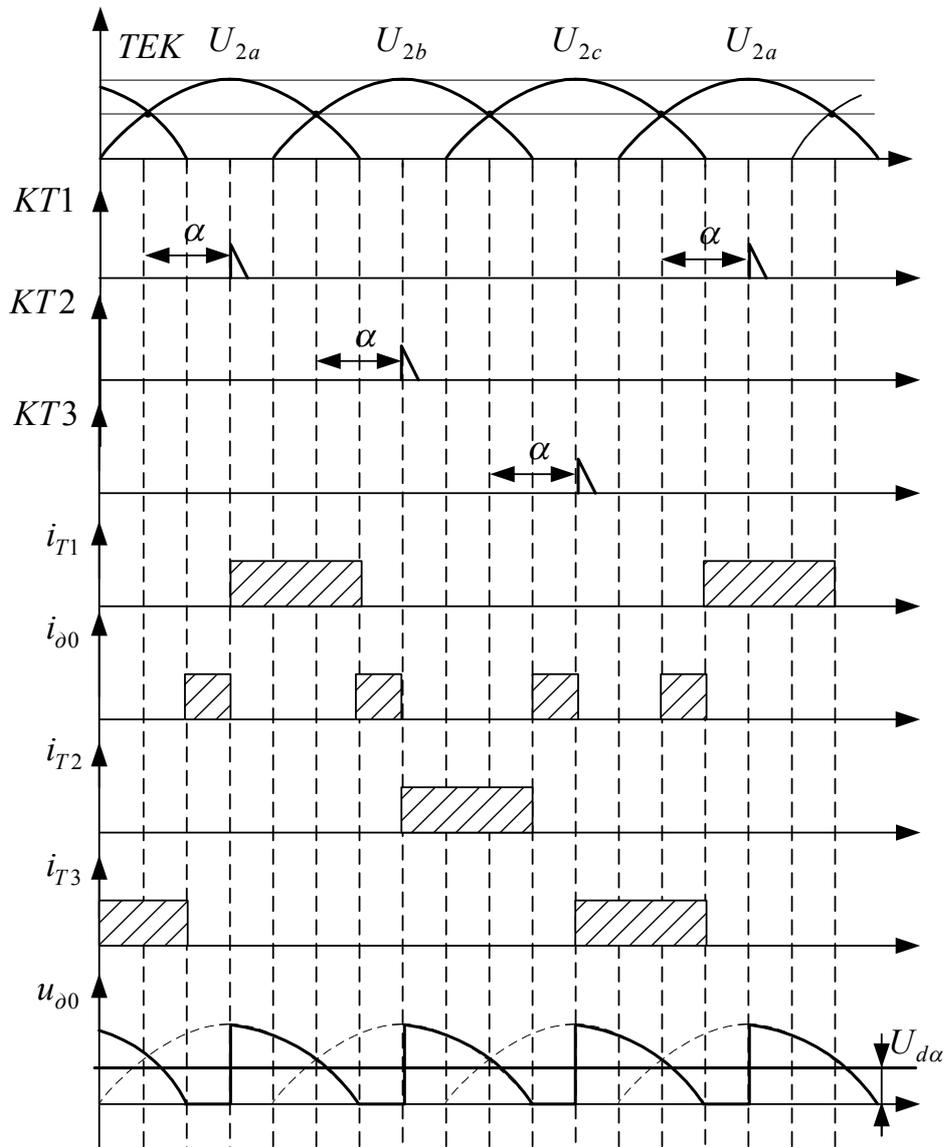


Рис. 3.31

3.1. Так как выпрямитель однополупериодный с нулевым диодом, то строим только "положительную" часть трехфазной системы фазных напряжений.

3.2. От ТЕК откладываем угол управления  $\alpha = 60^\circ$ , равный углом управления соответствующих тиристоров.

3.3. При допущении  $L_d \rightarrow \infty$  ток вентилях идеально сглажен. Угол проводимости вентилях  $\lambda$  изменяется от  $\lambda = 120^\circ$  при  $\alpha = 0$  до  $\lambda = 0$  при  $\alpha = 150^\circ$ .

3.4. При переходе фазного напряжения через нуль соответствующий тиристор выключается, а для обеспечения протекания непрерывного тока нагрузки включается "нулевой" диод.

3.5. При этом сумма углов проводимости тиристора  $\lambda$  и диода  $\lambda_d$  равна  $120^\circ$ .

3.6. Напряжение на нулевом вентиле  $U_{d0}$  представляет собой "положительные" части соответствующих фазных напряжений. А на нагрузке  $R$  действует его постоянная составляющая  $U_{d\alpha}$ .

4. Среднее значение выпрямленного напряжения управляемого трехфазного выпрямителя с нулевой точкой и нулевым диодом определяется по выражению для **активной** нагрузки:

$$U_{d\alpha} = \begin{cases} U_{d\alpha} \cdot \cos \alpha, & \text{при } 0^\circ < \alpha < 30^\circ; \\ U_{d0} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right], & \text{при } 30^\circ < \alpha \leq 150^\circ. \end{cases} \quad (1)$$

5. Среднее значение выпрямленного напряжения при  $\alpha = 0$  равно

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} = \frac{3\sqrt{6} \cdot 100}{2\pi} = 117 \text{ В}. \quad (2)$$

6. Подставляя (2) в (1) при  $\alpha > 30^\circ$ , получаем

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3} \right) \right] = \frac{117}{\sqrt{3}} \left[ 1 + \cos \frac{\pi}{2} \right] = 67,5 \text{ В}.$$

7. Тогда среднее значение тока нагрузки при угле управления  $\alpha = 60^\circ$  определится как

$$I_{d\alpha} = \frac{U_{d\alpha}}{R_d} = \frac{67,5}{5} = 13,5 \text{ А}.$$

### 3.10. Задачи по инверторам, ведомым сетью (зависимым инверторам)

**3.10.1.** Однофазный инвертор, ведомый сетью (зависимый инвертор), собранный по схеме с нулевой точкой вторичной обмотки трансформатора, имеет следующие параметры:

напряжение вторичной обмотки – 150 В;

индуктивность рассеяния фазы трансформатора –  $1,6 \cdot 10^{-3}$  Гн;

угол опережения -  $25^\circ$ ;

время восстановления запирающих свойств тиристора не более  $300 \cdot 10^{-6}$  сек.

Нарисовать принципиальную и структурную схему инвертора и характерные временные диаграммы, определить предельное значение инверторного тока.

1. Сделаем основные допущения и доопределения.

В задаче не определены: активное сопротивление трансформатора – принимаем его равным нулю; не указана частота и напряжение сети – для определенности принимаем  $U_1 = 220$  В,  $f_c = 50$  Гц; величину индуктивности дросселя в цепи постоянного тока принимаем бесконечно большой  $L_d \rightarrow \infty$ .

2. Тогда задача формализуется следующим образом:

Схема – однофазная, двухполупериодная, со средней (нулевой) точкой;

$$U_1 = 220 \text{ В};$$

$$U_2 = 150 \text{ В};$$

$$L_{Стр} = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$r_{тр} = 0;$$

$$\beta = 25^\circ;$$

$$t_{восст.} = 300 \cdot 10^{-6} \text{ сек.}$$

$$f_c = 50 \text{ Гц.}$$

$I_{d \text{ инв. пред.}} = ?$  Схема и временные диаграммы - ?

Что изменится, если учесть активное сопротивление дросселя  $r_{др} = 0,5$  Ом - ?

3. Индуктивное сопротивление рассеяния фазы трансформатора

$$X_{Стр} = \omega_c L_{Стр} = 2\pi \cdot f_c \cdot L_{Стр} = 2\pi \cdot 50 \cdot 1,6 \cdot 10^{-3} = 0,5 \text{ Ом.}$$

4. Нарисуем схему силовой части инвертора (рис. 3.32), необходимыми атрибутами которой являются дроссель в цепи постоянного тока и источник постоянного напряжения  $E_0$ , включенный согласно с током таким образом, что он является источником энергии.

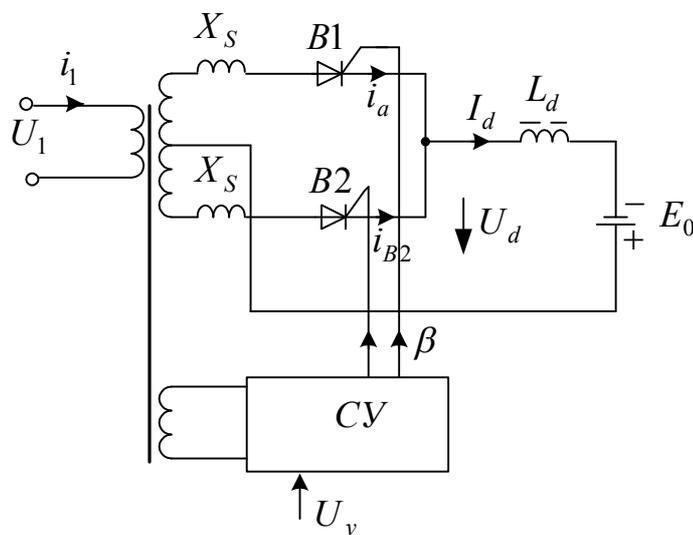


Рис. 3.32

Так как источником энергии в данном случае служит источник постоянного напряжения, а энергия передается в цепь переменного тока, то силовую схему инвертора можно представить в следующем виде, как показано на рис. 3.33

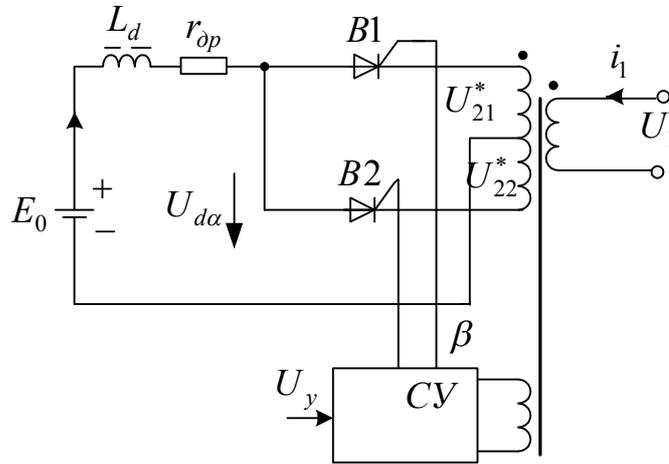


Рис. 3.33

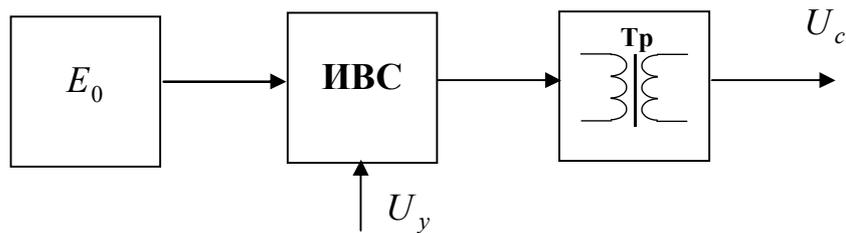


Рис. 3.34

Соответствующая структурная схема представлена на рис. 3.34, где  $E_0$  - источник постоянного напряжения;

ИВС – инвертор ведомый сетью;

Тр – сетевой трансформатор.

5. Тиристор, как известно, – полупроводниковый прибор **неполностью управляемый**, и ему требуется предоставлять некоторое время  $t_{восст.}$  для восстановления вентильных свойств. В угловой мере времени  $t_{восст.}$  соответствует некоторый угол  $\delta_{рад.}$  восстановления

$$\delta_{рад.} = \omega_c \cdot t_{восст.} = 2\pi f_c \cdot t_{восст.} = 2\pi \cdot 50 \cdot 300 \cdot 10^{-6} = 0,0942 \text{ рад.}$$

Или в градусах

$$\delta = \frac{\delta_{рад.} \cdot 180^\circ}{\pi} = 5,4^\circ.$$

6. Семейство внешних характеристик управляемого выпрямителя при работе на индуктивную нагрузку представлено на рис. 3.35.

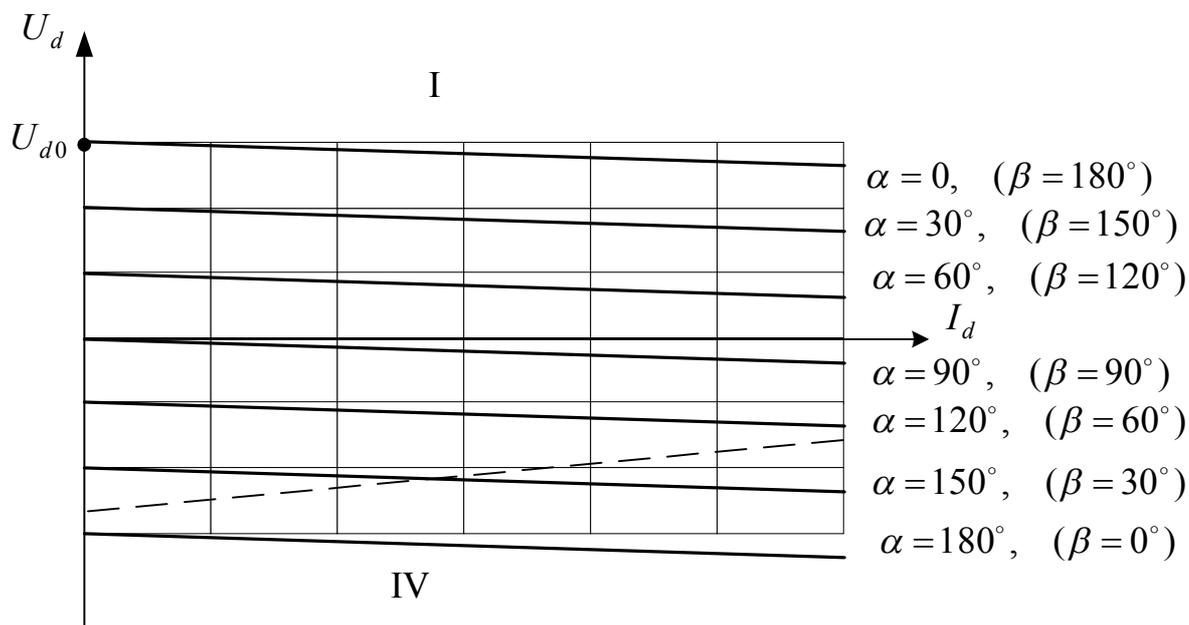


Рис. 3.35

Описывается следующими выражениями

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cdot \cos \alpha - \frac{I_{d\alpha} \cdot X_{\text{стр}}}{(2\pi/m_2)} \quad (1)$$

или

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cdot \left( \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2} \right), \quad (2)$$

где  $U_{d0}$  — среднее значение напряжения неуправляемого выпрямителя ( $\alpha = 0$ );

$$\gamma = \arccos \left\{ \cos \alpha - \frac{I_d \cdot X_{\text{стр}}}{\sqrt{2}U_2} \right\} - \alpha \quad \text{— угол коммутации,} \quad (3)$$

причем для  $m_2$ -фазного выпрямителя с нулевой точкой

$$U_{d0} = \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \frac{m_2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (4)$$

7. При  $\alpha > 90^\circ$  выпрямитель меняет знак своего среднего значения напряжения (оно становится отрицательным) при неизменном направлении тока, что свидетельствует о переходе его в режим инвертора, когда он начинает передавать энергию из цепи постоянного тока в цепь переменного тока.

Если создать условия для поддержания тока неизменным, то режим инвертирования будет устойчивым. Условием устойчивости инверторного режима является равенство напряжения источника постоянного напряжения  $E_0$  и выходного напряжения выпрямителя  $U_{d\alpha}$  (собственной противо-ЭДС инвертора).

Величина тока  $I_{d\alpha}$  в цепи постоянного напряжения, исходя из схемы, может быть выражена следующим образом:

$$I_{d\alpha} = \frac{E_0 + U_{d\alpha}}{r_{\text{оп}}}, \quad (5)$$

или с учетом (1)

$$I_{d\alpha} = \frac{E_0 + U_{d0} \cdot \cos \alpha - \frac{I_{d\alpha} \cdot X_{\text{Стр}}}{(2\pi/m_2)}}{r_{\text{оп}}} \Rightarrow$$

$$I_{d\alpha} = \frac{E_0 + U_{d0} \cdot \cos \alpha}{r_{\text{оп}} + \frac{X_{\text{Стр}} \cdot m_2}{2\pi}}. \quad (6)$$

Однако ток  $I_{d\alpha}$  не может быть как угодно большим, так как с его увеличением увеличивается угол коммутации (3). Предельный угол  $\gamma_{\text{пред.}}$  коммутации, соответствующий предельному току  $I_{\text{пред.}}$ , будет равен

$$\gamma_{\text{пред.}} = \pi - \alpha - \delta. \quad (7)$$

Подставляя  $\gamma_{\text{пред.}}$  и  $I_{\text{пред.}}$  в (3), получаем

$$\pi - \alpha - \delta = \arccos \left\{ \cos \alpha - \frac{I_{\text{пред.}} \cdot X_{\text{Стр}}}{\sqrt{2}U_2} \right\} - \alpha.$$

Преобразовываем последнее выражение:

$$\arccos \left\{ \cos \alpha - \frac{I_{\text{пред.}} \cdot X_{\text{Стр}}}{\sqrt{2}U_2} \right\} = \pi - \delta.$$

Откуда

$$\cos \alpha - \frac{I_{\text{пред.}} \cdot X_{\text{Стр}}}{\sqrt{2}U_2} = \cos(\pi - \delta).$$

И, наконец,

$$I_{\text{пред.}} = \frac{\sqrt{2}U_2}{X_{\text{Стр}}} [\cos \alpha - \cos(\pi - \delta)]. \quad (8)$$

9. Подставляя численные значения в (8), получаем предельный ток инвертора

$$\begin{aligned} I_{d_{пред.}} &= \frac{\sqrt{2} \cdot 150}{0,5} [\cos(180^\circ - 25^\circ) - \cos(180^\circ - 5,4^\circ)] = \\ &= 424,3[-0,906 + 0,996] = 38 \text{ А.} \end{aligned}$$

10. Численное значение  $U_{d0}$  найдем по (4):

$$U_{d0} = \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \frac{m_2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m_2} = \sqrt{2} \cdot 150 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{2} = 135 \text{ В.}$$

11. Зная предельный ток  $I_{пред.}$  и  $U_{d0}$  и  $\alpha = 180^\circ - \beta$ , из (6) можно найти ЭДС источника  $E_0$  постоянного напряжения:

$$\begin{aligned} E_0 &= I_{d_{пред.}} \left( r_{\partial p} + \frac{X_{Стр} \cdot m_2}{2\pi} \right) - U_{d0} \cdot \cos \alpha = \\ &= 38 \left( 0 + \frac{0,5 \cdot 2}{2\pi} \right) - 135 \cdot \cos(180^\circ - 25^\circ) = 6 + 122,35 = 128,4 \text{ В.} \end{aligned}$$

12. Подставляем  $I_{d_{пред.}}$  из (8) в (1) получим

$$\begin{aligned} U_{d_{\alpha пред.}} &= U_{d0} \cdot \cos \alpha - \frac{\sqrt{2}U_2}{X_{Стр}} [\cos \alpha - \cos(\pi - \delta)] \cdot \frac{X_{Стр}}{(2\pi/m_2)} = \\ &= U_{d0} \cdot \cos \alpha - \sqrt{2}U_2 \frac{m_2}{2\pi} [\cos \alpha - \cos(\pi - \delta)] = \\ &= U_{d0} \cdot \cos \alpha - \frac{U_{d0}}{2} \cdot \cos \alpha + \frac{U_{d0}}{2} \cdot \cos(\pi - \delta) = \\ &= \frac{U_{d0}}{2} \cdot \cos \alpha + \frac{U_{d0}}{2} \cdot \cos(\pi - \delta). \end{aligned}$$

Или окончательно имеем:

$$U_{d_{\alpha пред.}} = \frac{U_{d0}}{2} \cdot [\cos \alpha + \cos(\pi - \delta)]. \quad (9)$$

Таким образом, получим систему уравнений (8) и (9):

$$\left. \begin{aligned} I_{d_{пред.}} &= \frac{\sqrt{2}U_2}{X_{Стр}} [\cos \alpha - \cos(\pi - \delta)] \\ U_{d_{\alpha пред.}} &= \frac{U_{d0}}{2} \cdot [\cos \alpha + \cos(\pi - \delta)] \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Исключая  $\cos \alpha$ , получим

$$U_{d_{\alpha \text{ пред.}}} = \frac{U_{d0}}{2} \cdot \left[ \frac{I_{d_{\text{пред.}}} \cdot X_{\text{стр}}}{\sqrt{2}U_2} + \cos(\pi - \delta) \right] + \frac{U_{d0}}{2} \cdot \cos(\pi - \delta).$$

Или окончательно

$$U_{d_{\alpha \text{ пред.}}} = U_{d0} \cdot \cos(\pi - \delta) + \frac{I_{d_{\text{пред.}}} \cdot X_{\text{стр}} \cdot U_{d0}}{\sqrt{2}U_2 \cdot 2}.$$

Откуда

$$\boxed{U_{d_{\alpha \text{ пред.}}} = U_{d0} \cdot \cos(\pi - \delta) + \frac{I_{d_{\text{пред.}}} \cdot X_{\text{стр}}}{\left(\frac{2\pi}{m_2}\right)}} \quad (11)$$

Выражение (11) представляет собой ограничительную (предельную) характеристику инвертора, ведомого сетью, которая представлена на рис. 3.35 пунктиром.

13. Зная эту характеристику, решение можно найти формально проще. Действительно, судя по графику рис. 3.35, предельный ток можно найти как точку пересечения ограничительной характеристики и входной (внешней).

Из выражения (1)

$$U_{d_{\alpha}} = U_{d0} \cdot \cos \alpha - \frac{I_{d_{\alpha \text{ пред.}}} \cdot X_{\text{стр}}}{(2\pi/m_2)} = U_{d_{\alpha \text{ пред.}}}.$$

Из выражения (11)

$$U_{d_{\alpha \text{ пред.}}} = U_{d0} \cdot \cos(\pi - \delta) + \frac{I_{d_{\alpha \text{ пред.}}} \cdot X_{\text{стр}}}{\left(\frac{2\pi}{m_2}\right)}.$$

Откуда получаем

$$U_{d0} \cdot \cos \alpha - \frac{I_{d_{\alpha \text{ пред.}}} \cdot X_{\text{стр}}}{\left(\frac{2\pi}{m_2}\right)} = U_{d0} \cdot \cos(\pi - \delta) + \frac{I_{d_{\alpha \text{ пред.}}} \cdot X_{\text{стр}}}{\left(\frac{2\pi}{m_2}\right)};$$

$$I_{d_{\alpha \text{ пред.}}} = \frac{U_{d0} \cdot 2\pi}{2X_{\text{стр}} \cdot m_2} [\cos \alpha - \cos(\pi - \delta)]. \quad (12)$$

Подставляя в (12) численные значения величин, получим

$$I_{d_{\alpha \text{ пред.}}} = \frac{135 \cdot 2\pi}{2 \cdot 0,5 \cdot 2} [\cos 155^\circ - \cos 174,6^\circ] = 38 \text{ А.}$$

Естественно, что предельное значение инвертируемого тока осталось тем же самым.

14. Что же изменится, если учитывать или не учитывать активное сопротивление дросселя?

Как показывает выражение (8), предельное значение тока не зависит от  $r_{\partial p}$ , так как оно определяется только условиями коммутации.

Из выражения (6) следует, что изменится величина инвертируемого тока:

$$\begin{aligned} I_{d\alpha} &= \frac{E_0 + U_{d0} \cdot \cos \alpha}{r_{\partial p} + \frac{X_{\text{стр}} \cdot m_2}{2\pi}} = \frac{E_0 - U_{d0} \cdot \cos \beta}{r_{\partial p} + \frac{X_{\text{стр}} \cdot m_2}{2\pi}} = \\ &= \frac{147,35 - 135 \cdot \cos 25^\circ}{0,5 + \frac{0,5 \cdot 2}{2\pi}} = \frac{128,39 - 122,35}{0,5 + 0,159} = 9,2 \text{ А.} \end{aligned}$$

15. Увеличением угла управления  $\beta$  или увеличением величины напряжения источника постоянного тока инвертируемый ток можно увеличить, но при этом следует обратить внимание, что потери мощности в дросселе равны

$$\Delta P_{\partial p} = I_{d\alpha}^2 \cdot r_{\partial p} = 9,2^2 \cdot 0,5 = 42 \text{ Вт;}$$

при предельном токе возрастут до

$$\Delta P_{\partial p \text{ пред.}} = I_{d\alpha \text{ пред.}}^2 \cdot r_{\partial p} = 38^2 \cdot 0,5 = 722 \text{ Вт,}$$

что неприемлемо и нужно, соответственно, уменьшать активное сопротивление дросселя.

16. Временные диаграммы инвертора представлены на рис.3.36. Прокомментируем построение временных диаграмм.

16.1. Строим синусоидальное напряжение сети  $U_1$  и синусоидальные вторичные напряжения  $U_{21}$  и  $U_{22}$ , сдвинутые друг относительно друга на  $180^\circ$ .

16.2. От точки естественной коммутации (ТЕК), для однофазного преобразователя это точка перехода через нуль сетевого напряжения, влево откладываем угол опережения  $\beta = 25^\circ$ . Уместно вспомнить, что угол управления  $\alpha$  откладывается вправо от ТЕК.

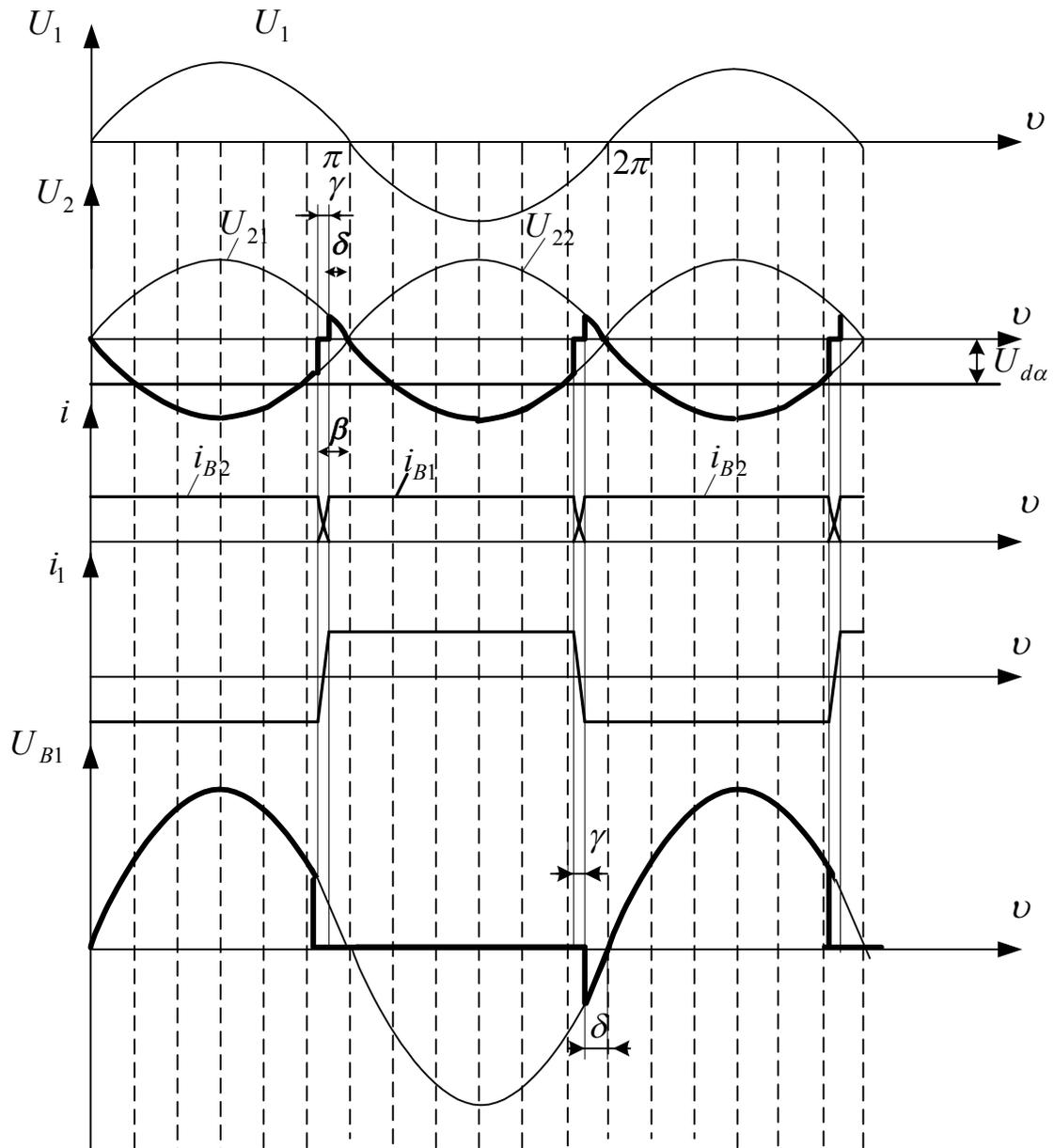


Рис. 3.36

16.3. Поскольку преобразователь работает в инверторном режиме, то его напряжение по сравнению с выпрямительным режимом отрицательное. Значит это будет "отрицательная" часть  $U_{21}$  и  $U_{22}$ .

16.4. При допущении, что дроссель в цепи постоянного тока бесконечно велик, токи в вентилях идеально сглажены.

16.5. После включения очередного вентиля наблюдается интервал коммутации –  $\gamma$ -интервал, в котором ток включающегося вентиля нарастает до тока нагрузки, а выключающегося – уменьшается до нуля.

16.6. Ток первичной обмотки (ток сети) находится как разность токов вентиляей

$$i_1 = \frac{1}{k_{\text{тр}}} (i_{B1} - i_{B2}).$$

16.7. Из диаграммы тока сети  $i_1$  видно, что при положительном напряжении сети ток отрицательный. Это говорит о том, что сеть является приемником энергии.

16.8. Напряжение на вентиле В1 почти всегда положительно и становится отрицательным только после интервала коммутации  $\gamma$  в течение угла  $\delta$ , который называется углом, предоставляемым тиристорам для восстановления вентильных свойств.

### 3.11. Задачи по подготовке численных исходных данных к лабораторной работе "Исследование однофазных маломощных выпрямителей и фильтров".

3.11.1. В соответствии со своим паролем для системы модемной связи выбрать вариант лабораторной работы "Исследование однофазных маломощных выпрямителей и фильтров" и рассчитать к ней параметры элементов схемы замещения.

1. Допустим, что Ваш пароль № 09612sbe. По формуле

$$V = (N * k) \text{div} 100,$$

где  $V$  - номер Вашего искомого варианта лабораторной работы, при  $V = 0$  выбирается 324 вариант;

$N = 324$  - общее число вариантов;

$k$  - значение двух последних цифр пароля, в данном случае  $k = 12$ , в общем случае число в интервале 0 ... 99.

$\text{div}$  - целочисленное деление (см. курс лекций по "Информатике").

Далее полученный вариант  $V = (324 * 12) \text{div} 100 = 38$ , для исключения решения реального варианта, заменяем на вариант  $V = 21$  и по таблице 3.11-1 находим номер строки  $N_{\text{стр.}} = 2$  и номер столбца  $N_{\text{стб.}} = 3$ . Далее по таблице 3.11-2 и номеру строки  $N_{\text{стр.}} = 2$  выбираем вариант №2 со следующими исходными данными:

№ варианта (номер строки)	$U_{d\text{ ном}}, \text{ В}$	$I_{d\text{ ном}}, \text{ А}$	$U_c, \text{ В}$	$f_c, \text{ Гц}$
2	5	2	127	400

По таблице 3.11-3 и номеру столбца  $N_{\text{стб.}} = 3$  выбираем вариант №3 со следующими исходными данными:

№ варианта (номер столбца)	Схема выпрямителя	Тип фильтра	Коэффициент пульсаций на нагрузке $k'_п, \%$
3	мостовая	С	10

## 2. Формализуем задачу.

Дано:

Схема выпрямителя – мостовая;

фильтр – емкостный;

$$U_{dн} = 5 \text{ В};$$

$$I_{dн} = 2 \text{ А};$$

$$U_c = 127 \text{ В};$$

$$f_c = 400 \text{ Гц}.$$

Рассчитать исходные данные для лабораторной работы.

Для того чтобы определить какие исходные данные необходимы, рисуем схему выпрямителя с фильтром (рис. 3.37).

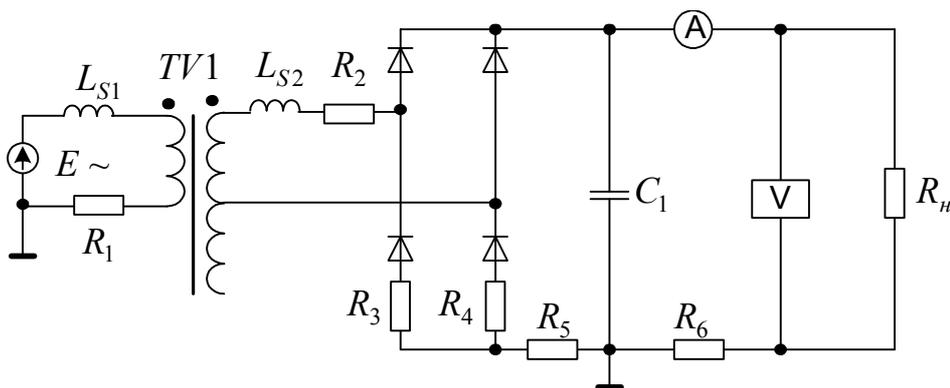


Рис. 3.37

Здесь  $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 0,1 \text{ Ом}$  – измерительные шунты.

Для проведения лабораторной работы необходимо знать следующие параметры:

$R_1, R_2$  - активное сопротивление первичной и вторичной обмоток;  
 $L_1, L_2$  - индуктивность первичной и вторичной обмоток;  
 $k_{тр}$  - коэффициент трансформации;  
 $k_{св}$  - коэффициент связи;  
 $L_{ST1}, L_{ST2}$  - индуктивность рассеяния первичной и вторичной обмоток;  
 $C_1$  - емкость выходного фильтра.

3. Емкость  $C_1$  фильтра можно найти из приближенного соотношения для этой схемы из таблицы приложения 4.2.2:

$$k'_{нл}[\%] = \frac{15,9}{f_c \cdot \tau_d} = \frac{15,9}{400 \cdot R_n \cdot C_1} \Rightarrow$$

$$R_n = \frac{U_d}{I_d} = \frac{5}{2} = 2,5 \text{ Ом};$$

$$\Rightarrow C_1 = \frac{15,9}{400 \cdot 2,5 \cdot 10} = 1590 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

4. Для нахождения активных сопротивлений и индуктивностей рассеяния трансформатора воспользуемся методикой, приведенной в задаче 3.14. Для этого определяем активное сопротивление трансформатора  $r_{T2}$ , приведенное ко вторичной обмотке трансформатора:

$$r_{T2} = r_2 + r'_1 = K_r \frac{U_d}{I_d \cdot f_c \cdot B_m} \sqrt[4]{\frac{S \cdot f_c \cdot B_m}{U_d \cdot I_d}}. \quad (4)$$

5. Для нахождения максимальной расчетной индукции  $B_m$  трансформатора воспользуемся таблицей 3.11-4, но для этого необходимо определить габаритную мощность  $P_r$  трансформатора. Ориентировочно ее можно определить из таблицы расчетных соотношений для выпрямительных схем, приложение 4.2.2, как габаритную мощность типового трансформатора, работающего на мостовой выпрямитель с емкостной нагрузкой.

Из таблицы приложения 4.2.2 находим

$$\frac{P_r}{P_d} = 1,52 \Rightarrow P_r = 1,52 \cdot P_d = 1,52 \cdot U_{dн} \cdot I_{dн} = 1,52 \cdot 5 \cdot 2 = 15,2 \text{ ВА.}$$

Тогда из таблицы 3.11-4 определяем  $B_m = 1,2$  Тл.

Далее определяемся с конструкцией трансформатора. Пусть это будет трансформатор броневой конструкции, как в задаче 3.14, значение коэффициентов  $K_r$  и  $K_L$  берем из таблицы 3.11-5

$$r_{T2} = 3,5 \cdot \frac{5}{2 \cdot 400 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 400 \cdot 1,2}{5 \cdot 2}} = 48 \cdot 10^{-3} \text{ Ом.}$$

Индуктивность рассеяния трансформатора, приведенную ко вторичной обмотке трансформатора, рассчитываем аналогично:

$$\begin{aligned} L_{S2T} &= L_{S2} + L'_{S1} = 0,5 \cdot K_L \cdot \sigma \cdot \frac{U_d}{I_d \cdot f_c \cdot B_m^4 \sqrt[4]{\frac{\sigma \cdot f_c \cdot B_m}{U_d \cdot I_d}}} = \\ &= 1 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{5}{2 \cdot 400 \cdot 1,2 \cdot \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 400 \cdot 1,2}{5 \cdot 2}}} = 10 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.} \end{aligned}$$

Производим расчет выпрямителя графоаналитическим методом (см. курс лекций по ОПТ).

6. Рассчитываем параметр  $A$ :

$$A = \frac{\pi \cdot r_{T2}}{m_2 \cdot r_d} = \frac{3,14 \cdot 48 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 2,5} = 0,03.$$

Угол отсечки тока вентиля  $\theta^\circ \approx 20^\circ$ .

7. Определяем параметр

$$x = \frac{\omega L_{ST2}}{r_{T2}} = \frac{2\pi \cdot f_c \cdot L_{ST2}}{r_{T2}} = \frac{2\pi \cdot 400 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{2,5} = 1 \cdot 10^{-3}.$$

Поскольку  $x$  мало по зависимости,  $B = f(A)$  при  $x = 0$  определяем

$$B(A = 0,03) = \frac{U_2}{U_d} = 0,73 \Rightarrow$$

$$U_2 = 0,73 \cdot U_d = 0,73 \cdot 5 = 3,65 \text{ В.}$$

8. Находим коэффициент трансформации

$$k_{\text{тр}} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{127}{3,65} = 34,79.$$

9. По зависимости  $D = f(A)$  при  $x = 0$  находим

$$D(A = 0,03) = \frac{m_2 \cdot I_{20}}{I_d} = 3,3 \Rightarrow$$

и определяем действующее значение тока вторичной обмотки в нулевой схеме

$$I_{20} = \frac{3,3 \cdot I_d}{m_2} = \frac{3,3 \cdot 2}{2} = 3,3 \text{ А.}$$

10. В мостовой схеме ток будет в  $\sqrt{2}$  раз больше, т.к. обмотка пропускает ток дважды за период, т.е. в оба полупериода

$$I_2 = \sqrt{2} \cdot I_{20} = \sqrt{2} \cdot 3,3 = 4,65 \text{ А.}$$

11. Габаритная мощность для двухобмоточного трансформатора мостовой схемы

$$P_{\text{габ.}} = U_1 I_1 = U_2 I_2 = 3,65 \cdot 4,65 = 16,98 \text{ ВА,}$$

что близко для рассчитанной нами ранее по значению для типового трансформатора, работающего на емкость.

В случае, если расхождение будет более (10-15)%, необходимо произвести перерасчет.

12. Находим номинальный ток первичной обмотки

$$I_1 = \frac{P_{\text{габ.}}}{U_1} = \frac{16,98}{127} = 0,133 \text{ А.}$$

13. Тогда ток намагничивания, приведенный к первичной обмотке

$$I_\mu = (0,05 \div 0,1) \cdot I_1 = 0,1 \cdot I_1 = 13,3 \cdot 10^{-3} \text{ А,}$$

т.к. большее значение коэффициента соответствует меньшей мощности.

14. Индуктивность намагничивания, примерно равная индуктивности первичной обмотки (т.к. индуктивность рассеяния мала), найдем

$$L_\mu \approx L_1 \cong \frac{U_1}{\omega I_\mu} = \frac{U_1}{2\pi \cdot f_c \cdot I_\mu} = \frac{127}{2\pi \cdot 400 \cdot 13,3 \cdot 10^{-3}} = 0,378 \text{ Гн.}$$

15. Из соотношения

$$k_{\text{тр}} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \Rightarrow \text{определяем}$$

$$L_2 = \frac{L_1}{k_{\text{тр}}^2} = \frac{0,378}{34,79^2} = 0,312 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

16. Коэффициент магнитной связи обмоток

$$k_{\text{св}} = 1 - \frac{L_{\text{СТ}2}}{2L_2} = 1 - \frac{10 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0,312 \cdot 10^{-3}} = 0,984.$$

17. Взаимная индуктивность

$$M = k_{cs} \sqrt{L_1 L_2} = 0,984 \sqrt{0,378 \cdot 0,312 \cdot 10^{-3}} = 10,6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

18. Индуктивность рассеяния первичной обмотки, приведенная к первичной обмотке, –

$$L_{S1} = L_1 (1 - k_{cs}^2) = 0,378 \cdot (1 - 0,984^2) = 6,05 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

19. Индуктивность рассеяния вторичной обмотки, приведенная ко вторичной обмотке, –

$$L_{S2} = L_2 (1 - k_{cs}^2) = 0,312 \cdot 10^{-3} \cdot (1 - 0,984^2) = 5 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Если ее привести к первичной обмотке, то получаем

$$L'_{S2} = L_{S2} \cdot k_{тр}^2 = 6,04 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Видно, что  $L'_{S2} \approx L_{S1}$ .

Примечание: Если в условиях Вашей задачи выпрямитель работает не на емкостный фильтр, а на фильтр, начинающийся с индуктивности или вообще без фильтра, то для определения габаритной мощности трансформатора нужно воспользоваться методикой расчета для индуктивной нагрузки, например, как в задаче 3.4 или 3.3.

Таблица 3.11-1

Таблица для нахождения номеров  $N_{стр.}$  строк и номеров  $N_{стб.}$  столбцов

$N_{стр.}$ $N_{стб.}$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1	1	19	37	55	73	91	109	127	145	163	181	199	217	235	253	271	289	307
2	2	20	38	56	74	92	110	128	146	164	182	200	218	236	254	272	290	308
3	3	21	39	57	75	93	111	129	147	165	183	201	219	237	255	273	291	309
4	4	22	40	58	76	94	112	130	148	166	184	202	220	238	256	274	292	310
5	5	23	41	59	77	95	113	131	149	167	185	203	221	239	257	275	293	311
6	6	24	42	60	78	96	114	132	150	168	186	204	222	240	258	276	294	312
7	7	25	43	61	79	97	115	133	151	169	187	205	223	241	259	277	295	313
8	8	26	44	62	80	98	116	134	152	170	188	206	224	242	260	278	296	314
9	9	27	45	63	81	99	117	135	153	171	189	207	225	243	261	279	297	315
10	10	28	46	64	82	100	118	136	154	172	190	208	226	244	262	280	298	316
11	11	29	47	65	83	101	119	137	155	173	191	209	227	245	263	281	299	317
12	12	30	48	66	84	102	120	138	156	174	192	210	228	246	264	282	300	318
13	13	31	49	67	85	103	121	139	157	175	193	211	229	247	265	283	301	319
14	14	32	50	68	86	104	122	140	158	176	194	212	230	248	266	284	302	320
15	15	33	51	69	87	105	123	141	159	177	195	213	231	249	267	285	303	321
16	16	34	53	70	88	106	124	142	160	178	196	214	232	250	268	286	304	322
17	17	35	53	71	89	107	125	143	161	179	197	215	233	251	269	287	305	323
18	18	36	54	72	90	108	126	144	162	180	198	216	234	252	270	288	306	324

**Таблица для нахождения численных исходных данных  
по номеру  $N_{стр.}$  строки**

№ Варианта (номер строки)	$U_{d\text{ ном}}, \text{ В}$	$I_{d\text{ ном}}, \text{ А}$	$U_c, \text{ В}$	$f_c, \text{ Гц}$
1	10	1	220	50
2	5	2	127	400
3	20	1	220	50
4	10	2	127	400
5	20	2	220	50
6	10	4	127	400
7	20	3	220	50
8	20	3	127	400
9	15	5	220	50
10	15	6	127	400
11	20	8	220	50
12	20	8	127	400
13	30	10	220	50
14	20	15	127	400
15	40	12	220	50
16	40	12	127	400
17	30	20	220	50
18	30	20	127	400

**Таблица для нахождения варианта схемы выпрямителя  
и типа фильтра по номеру  $N_{стб.}$  столбца**

№ варианта (номер столбца)	Схема выпрямителя	Тип фильтра	Коэффициент пульсаций на нагрузке $k'_n, \%$
1	однополупериодная	$C$	10
2	однофазная мостовая	$L$	5
3	со средней точкой трансформатора	$LC$	3
4	однофазная мостовая	$C$	10
5	однополупериодная	$C$	20
6	со средней точкой трансформатора	$L$	10
7	однофазная мостовая	$LC$	5
8	однополупериодная	$C$	8
9	однофазная мостовая	$C$	8
10	со средней точкой трансформатора	$C$	10
11	однополупериодная	$C$	15
12	однофазная мостовая	$LC$	3
13	со средней точкой трансформатора	$L$	5
14	однополупериодная	$C$	20
15	однофазная мостовая	$L$	10
16	со средней точкой трансформатора	$C$	10
17	со средней точкой трансформатора	$LC$	8
18	однофазная мостовая	$LC$	5

Таблица 3.11-4

**Зависимость магнитной индукции  $B$ , Тл от габаритной мощности  $P_r$ , Тл трансформатора на частоте 50 Гц и 400 Гц**

Габаритная мощность трансформатора $P_r$ в ВА	Индукция, $B$ в Тл	
	$f_c = 50$ Гц	$f_c = 400$ Гц
10	1,2	1,15
20	1,4	1,33
40	1,55	1,47
70	1,6	1,51
100	1,6	1,5
200	1,51	1,4
400	1,43	1,3
700	1,35	1,2
1000	1,3	1,15

Таблица 3.11-5

**Зависимость коэффициентов  $K_r$  и  $K_L$  от схемы выпрямителя и характера нагрузки**

Схема выпрямителя	активная		индуктивная		емкостная	
	$K_r$	$K_L$	$K_r$	$K_L$	$K_r$	$K_L$
однополупериодная	5,2	$12 \cdot 10^{-3}$	–	–	2,3	$4,1 \cdot 10^{-3}$
двухполупериодная со средней точкой	7	$5,5 \cdot 10^{-3}$	7	$5,5 \cdot 10^{-3}$	4,7	$4,3 \cdot 10^{-3}$
однофазная мостовая (схема Греча)	5,2	$6,4 \cdot 10^{-3}$	5,2	$6,4 \cdot 10^{-3}$	3,5	$5 \cdot 10^{-3}$
схема удвоения напряжения (схема Латтура)	–	–	–	–	0,9	$1,25 \cdot 10^{-3}$

## 4. ПРИЛОЖЕНИЯ

## 4.1. Схемы выпрямителей

Однофазная однополупериодная  
с активной нагрузкой

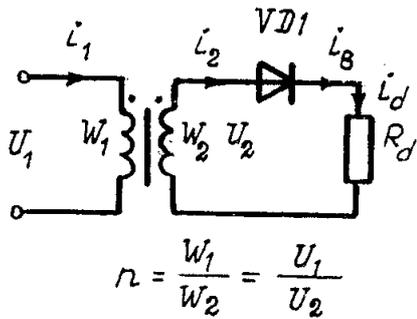


Рис. 1

Однофазная однополупериодная  
с емкостной нагрузкой

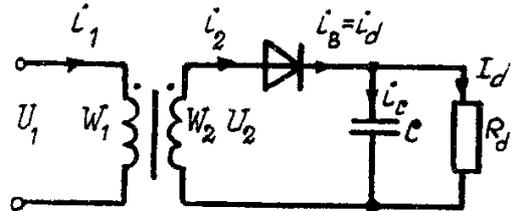


Рис. 2

Однофазная с выводом средней  
точки трансформатора при ак-  
тивной нагрузке

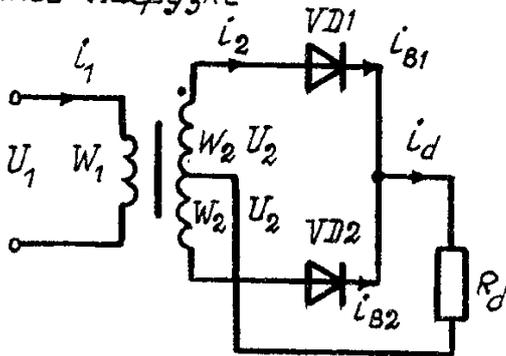


Рис. 3

Однофазная с выводом средней  
точки трансформатора при индук-  
тивной нагрузке

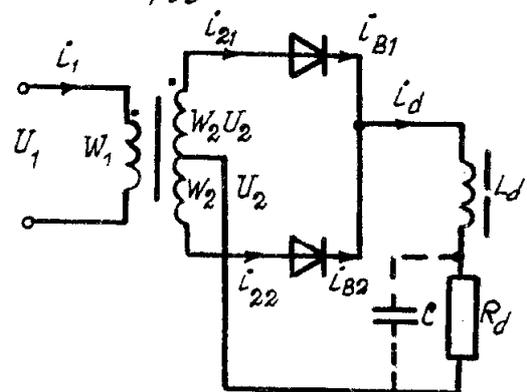


Рис. 4

Однофазная с выводом средней тог-  
ки трансформатора при емкост-  
ной нагрузке

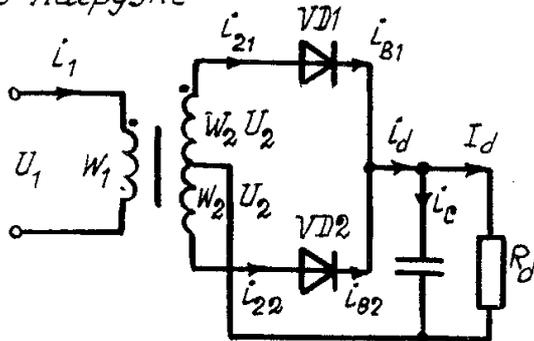


Рис. 5

Схема Греча (однофазная мос-  
товая) при активной нагрузке

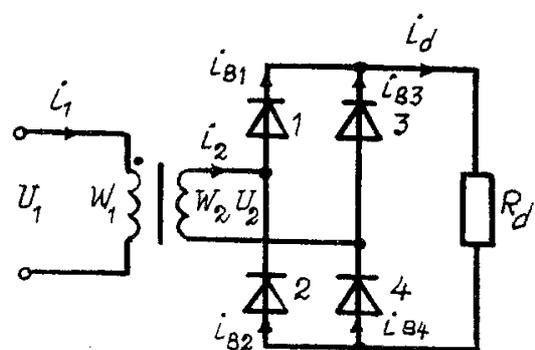


Рис. 6

Схема Грейца (однофазная мостовая) при индуктивной нагрузке

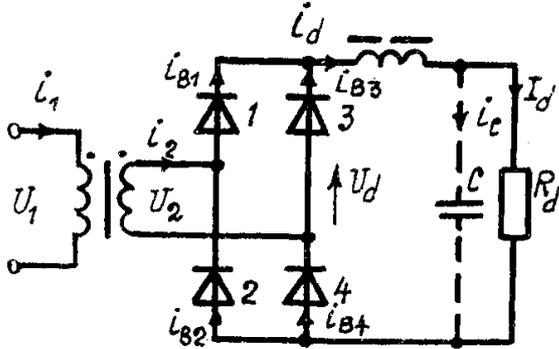


Рис. 7

Схема Грейца (однофазная мостовая) при ёмкостной нагрузке

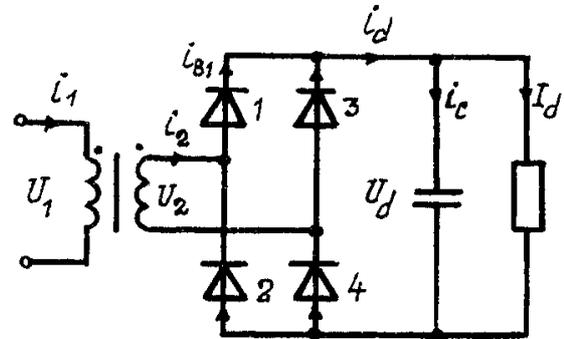


Рис. 8

Схема Латура (однофазная полумостовая) с ёмкостной реакцией нагрузки

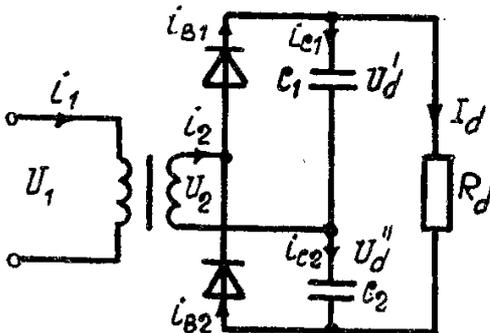


Рис. 9

Схема Миткевича (трёхфазная нулевая с соединением первичных и вторичных обмоток звёзд)

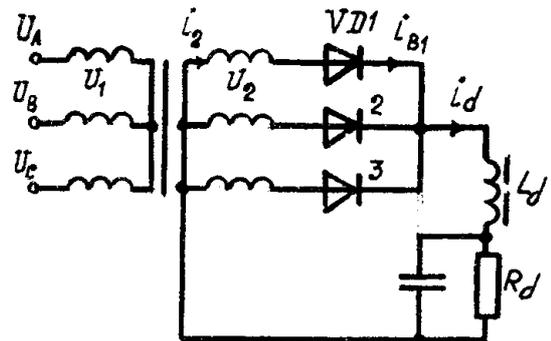


Рис. 10

Схема Миткевича (трёхфазная нулевая с соединением первичных обмоток треугольником, а вторичных - звёздой)

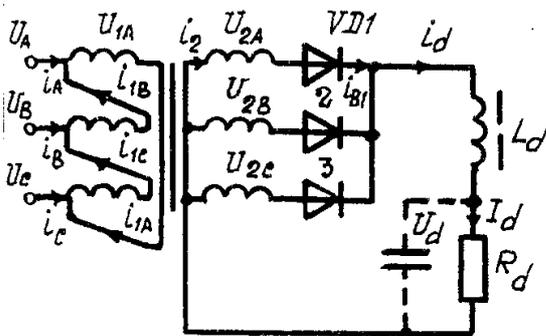


Рис. 11

Трёхфазная нулевая с соединением первичных обмоток звёздой, вторичных - звёздой

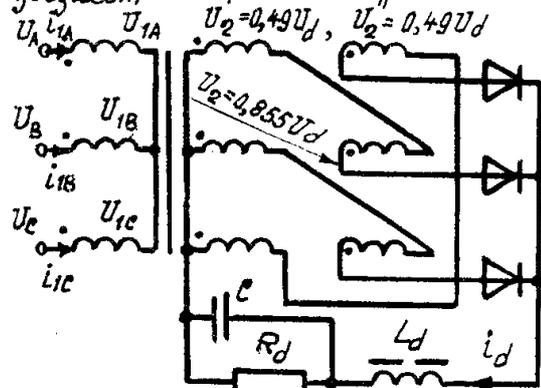


Рис. 12

Трёхфазная нулевая с зигзагом при соединении первичных обмоток треугольником и индуктивной нагрузке

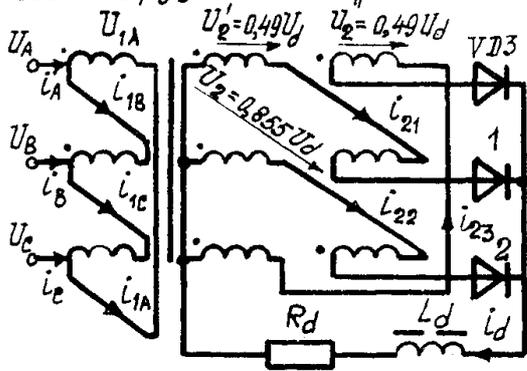


Рис. 13

Схема Скотта (четырёхфазная параллельная) при активной нагрузке

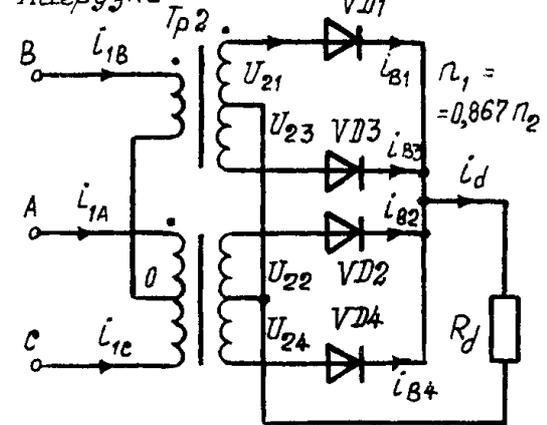


Рис. 14

Схема Скотта (четырёхфазная параллельная) при индуктивной нагрузке

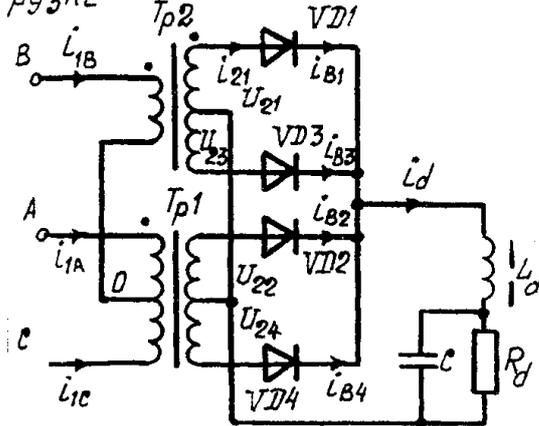


Рис. 15

Шестифазная нулевая при соединении первичных обмоток треугольником и активной нагрузке

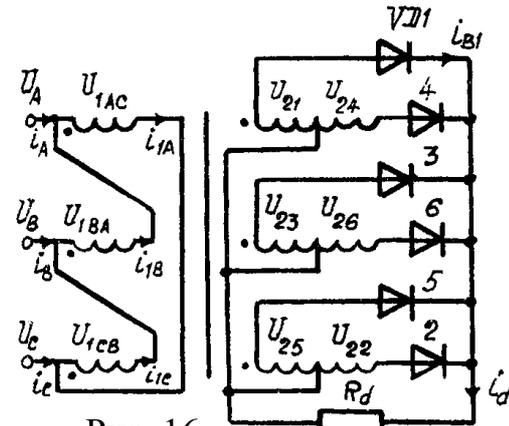


Рис. 16

Шестифазная нулевая при соединении первичных обмоток треугольником и индуктивной нагрузке

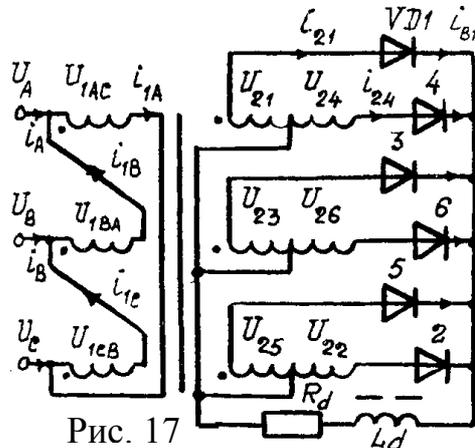


Рис. 17

Шестифазная нулевая с соединением первичных обмоток звездой при индуктивной нагрузке

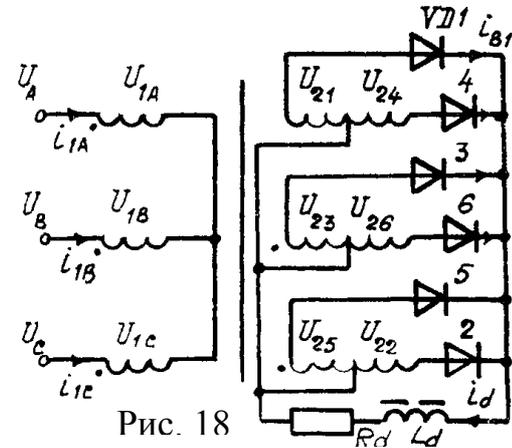


Рис. 18

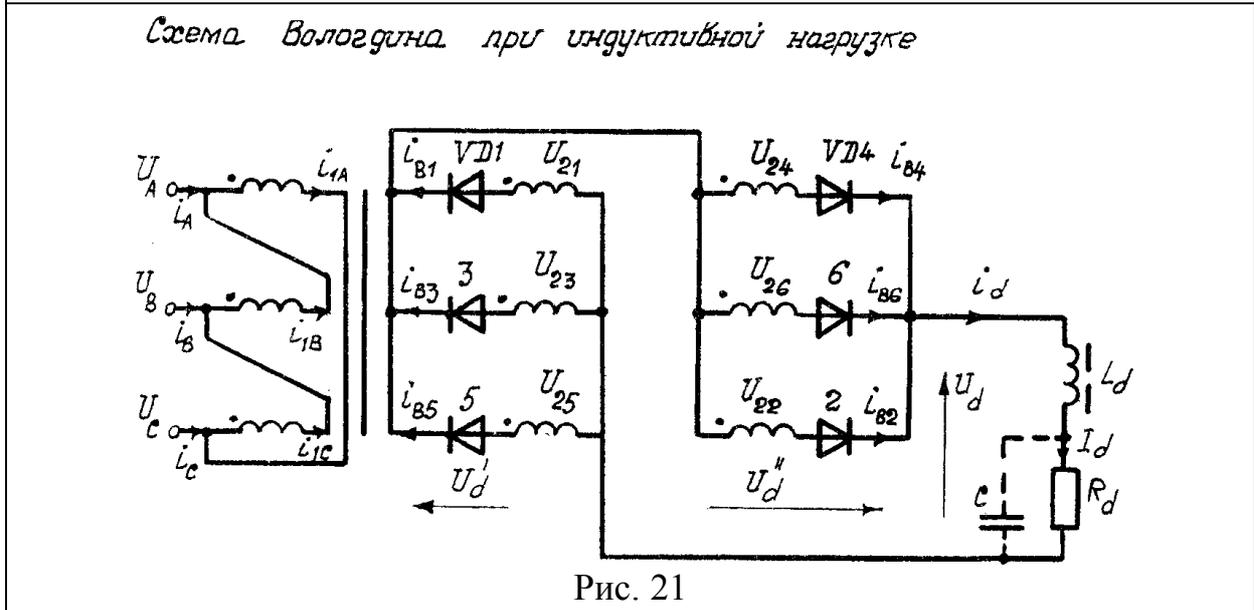
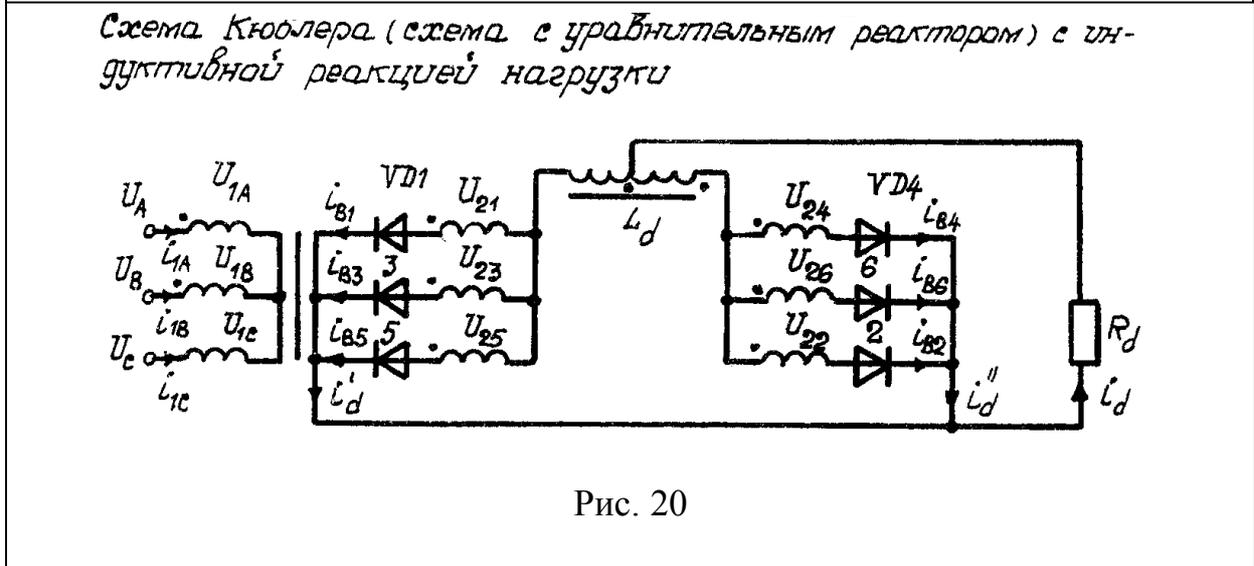
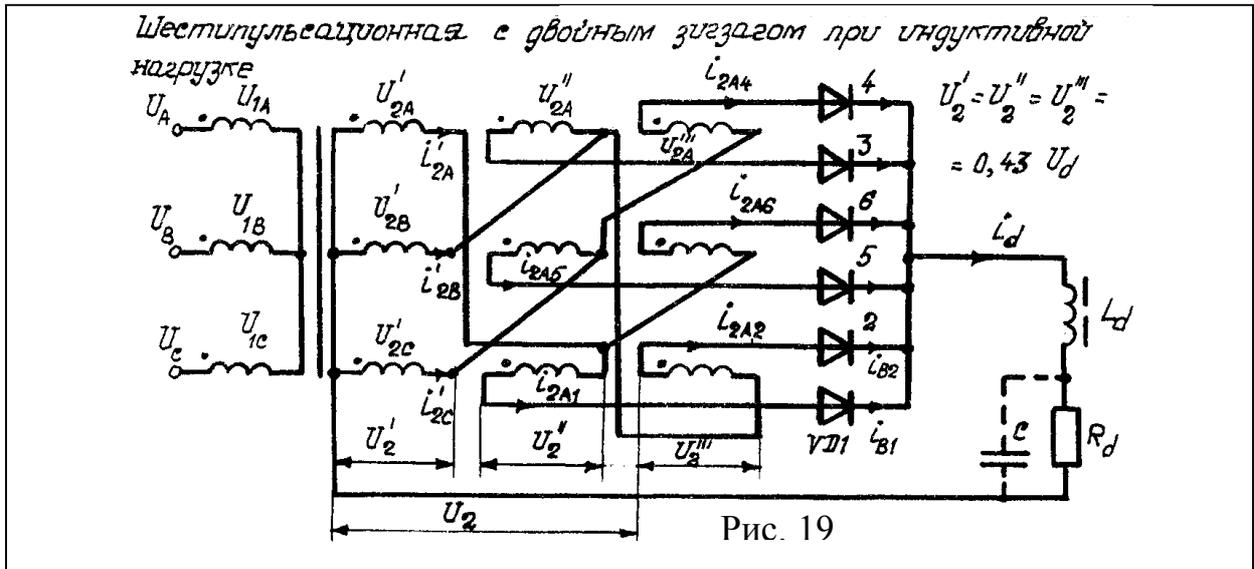


Схема Ларионова (трехфазная мостовая по схеме звезда-звезда)

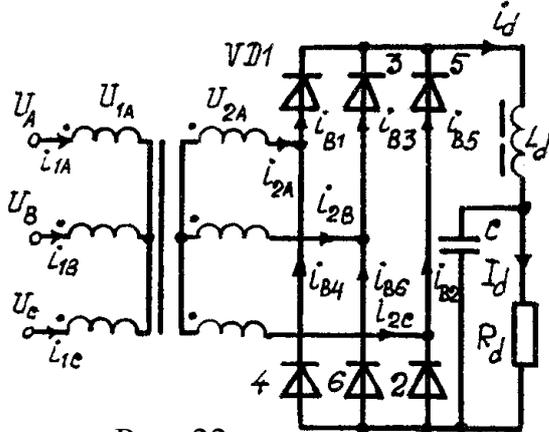


Рис. 22

Схема Ларионова (трехфазная мостовая по схеме треугольник-звезда)

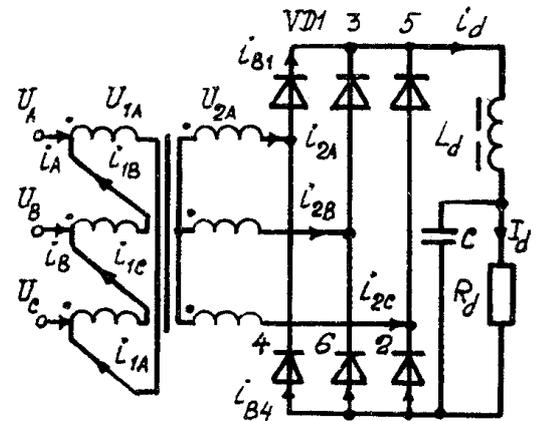


Рис. 23

Схема Ларионова (трехфазная мостовая по схеме звезда-треугольник)

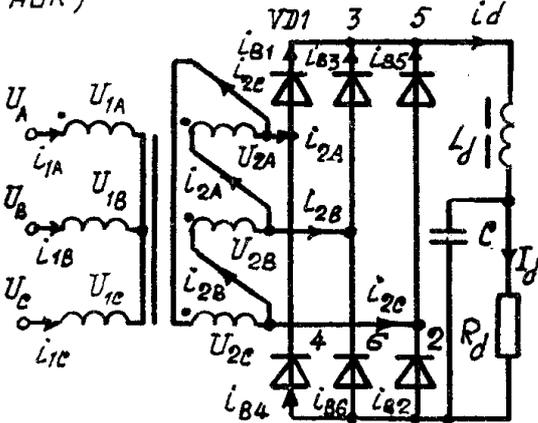


Рис. 24

Схема Ларионова (трехфазная мостовая по схеме треугольник-треугольник)

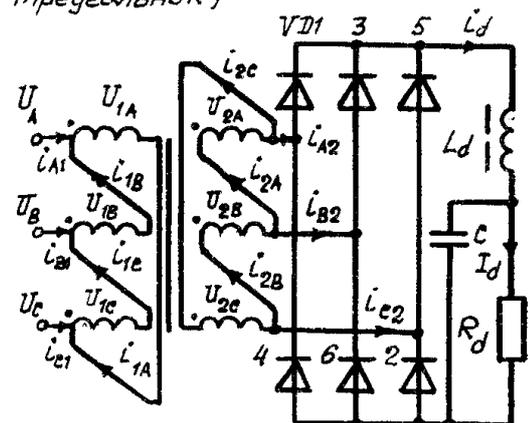


Рис. 25

Схема Скотта (четырёхфазная последовательная)

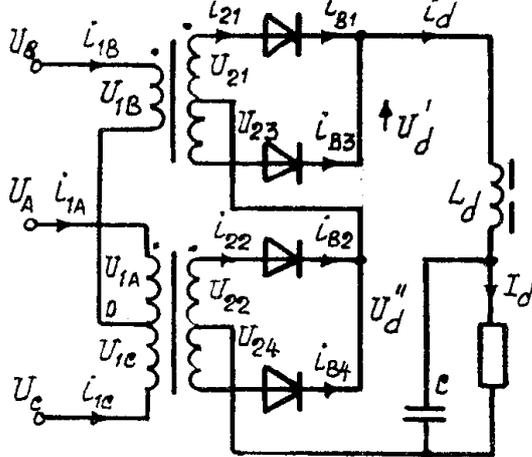


Рис. 26

Схема Скотта (четырёхфазная последовательная мостовая)

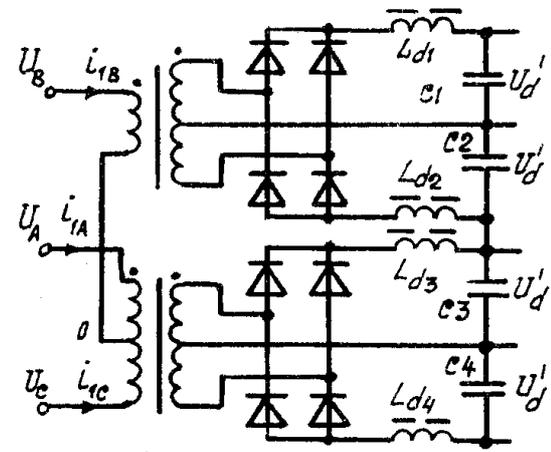


Рис. 27

## 4.2. Расчетные соотношения для выпрямительных схем

### 4.2.1. Расшифровка обозначений к приложению 2

$U_d$  - среднее значение выпрямленного напряжения;

$B_0$  - коэффициент фазного напряжения идеального выпрямителя;

$\frac{I_2}{I_d}$  - относительное значение действующего значения  $I_2$  тока вторичной обмотки (к среднему значению выпрямленного  $I_d$  тока);

$\frac{I_{2cp}}{I_d}$  - относительное значение постоянной составляющей  $I_{2cp}$  тока вторичной обмотки трансформатора (к среднему значению выпрямленного тока);

$\frac{I_1 \cdot n}{I_d}$  - относительное значение приведенного значения  $I_1 \cdot n$  тока первичной обмотки трансформатора (к среднему значению выпрямленного  $I_d$  тока);

$n = \frac{U_1}{U_2}$  - коэффициент трансформации;

$k_2 = \frac{S_2}{P_d}$  - относительное значение габаритной  $S_2$  мощности вторичной обмотки трансформатора (к средней  $P_d$  мощности выпрямленного тока);

$k_1 = \frac{S_1}{P_d}$  - относительное значение габаритной  $S_1$  мощности первичной обмотки трансформатора (к средней  $P_d$  мощности выпрямленного тока);

$k_{тр} = \frac{S_{тр}}{P_d}$  - относительное значение габаритной  $S_{тр} = S_1 + S_2$  мощности трансформатора (к средней  $P_d$  мощности выпрямленного тока);

$G = \frac{U_{m\ обр}}{U_d}$  - коэффициент обратного напряжения, равный отношению максимального обратного  $U_{m\ обр}$  напряжения, прикладываемого к вентилю, к среднему значению выпрямленного  $U_d$  напряжения;

$\frac{I_{mB}}{I_d}$  - относительное значение максимального значения  $I_{mB}$  тока вентилей (к среднему значению выпрямленного  $I_d$  тока);

$\frac{I_{Bcp}}{I_d}$  - относительное значение среднего значения  $I_{Bcp}$  тока вентилей (к среднему значению выпрямленного  $I_d$  тока);

$m_n$  - число пульсаций на периоде напряжения сети;

$f_1$  - частота первичной гармоники выпрямленного напряжения для промышленной сети частотой 50 Гц;

$k_{п1}\%$  - коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по первой гармонике в процентах;

$\frac{I_B}{I_d}$  - относительное значение действующего значения  $I_B$  тока вентилей (к среднему значению выпрямленного  $I_d$  тока);

$R$  - нагрузка активная;

$L$  - нагрузка с индуктивной реакцией;

$C$  - нагрузка с емкостной реакцией;

$B = \frac{U_2}{U_d}$  - коэффициент фазного напряжения,

$U_2$  - действующее значение фазного напряжения вторичной обмотки.

#### 4.2.2. Таблица расчетных соотношений для выпрямительных схем

Название схемы, номер рисунка из приложения 1	Характер нагрузки	Согласующий трансформатор							Вентильный комплект				Фильтр			
		Параметры нагрузки	$\frac{U_2}{P_2}$	$\frac{I_2}{P_2}$	$\frac{I_{2cp}}{P_2}$	$\frac{I_1 \cdot n}{P_1}$	$\frac{P_r}{P_2}$	$\frac{P_2}{P_2}$	$\frac{P_1}{P_2}$	$\frac{U_{тобр}}{P_2}$	$\frac{I_B}{P_2}$	$\frac{I_{тв}}{P_2}$	$\frac{I_{вср}}{P_2}$	число пульсаций ш	Частота перемещения для гармоник $f_1, \Gamma_2$	коэф. пульсаций $\sigma_{\Gamma}$
1. Однофазная однопериодная рис. 1	R	есть	(2,22)	(1,57)	(1)	(1,21)	(3,09)	(3,48)	(2,69)	(3,14)	(1,57)	(3,14)	(1)	(1)	$(f_c)$	(157)
		$f=0$	2,45	1,5	1	1,15	3,25	3,66	2,83	3,45	1,5	3,14	1	1	$f_c$	157
	C	есть	(0,707)	-	(1)	-	-	-	-	(2)	-	-	(1)	(1)	$(f_c)$	$(\frac{31,8}{f_c \tau_d})$
		$f=0$	1,09	2,09	1	1,84	2,13	2,27	2	3,08	2,09	6	1	1	$f_c$	$\frac{29,5}{f_c \tau_d}$
2. Однофазная со средней точкой (двухфазная) рис. 3	R	нет	(1,11)	(0,785)	(0,5)	(1,11)	(1,48)	(1,74)	(1,23)	(3,14)	(0,785)	(1,57)	(0,5)	(2)	$(2f_c)$	(66,7)
			1,22	0,75	0,5	1,06	1,56	1,82	1,29	3,45	0,75	1,57	0,5	2	$2f_c$	70
	L	нет	(1,11)	(0,707)	(0,5)	(1)	(1,34)	(1,57)	(1,11)	(3,14)	(0,707)	(1)	(0,5)	(2)	$(2f_c)$	(66,7)
			1,22	0,67	(0,5)	0,95	1,41	1,65	1,17	3,45	0,67	1	0,5	2	$2f_c$	70
	C	нет	(0,707)	-	(0,5)	-	-	-	-	(2)	-	-	(0,5)	(2)	$(2f_c)$	$(\frac{15,9}{f_c \tau_d})$
			0,93	1,15	0,5	1,63	1,83	2,14	1,52	2,63	1,15	3,4	0,5	2	$2f_c$	$\frac{13,1}{f_c \tau_d}$
3. Схема Грейца (однофазная мостовая) рис. 6	R	нет	(1,11)	(1,11)	(0)	(1,11)	(1,23)	(1,23)	(1,23)	(1,57)	(0,785)	(1,57)	(0,5)	(2)	$(2f_c)$	(66,7)
			1,22	1,06	0	1,06	1,29	1,29	1,29	1,72	0,75	1,57	0,5	2	$2f_c$	70

Примечание: Величины в скобках даны для идеального выпрямителя без потерь.

Название схемы, номер рисунка из приложения 1	Характер нагрузки	Соответствующий трансформатор							Вентильный комплект				Фильтр			
		Подмагни- вание	$\frac{U_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_{2cp}}{I_d}$	$\frac{I_{1n}}{I_d}$	$\frac{P_r}{P_d}$	$\frac{P_2}{P_d}$	$\frac{P_1}{P_d}$	$\frac{U_{твр}}{U_d}$	$\frac{I_B}{I_d}$	$\frac{I_{тв}}{I_d}$	$\frac{I_{всп}}{I_d}$	число элементов ШШ	частота передачи МГц	Коэф. пульсаций %, К <sub>пл</sub>
			нет	нет	нет	нет	нет	нет	нет	нет	нет	нет	нет			
Схема Грца (одно- фазная мостовая) рис. 7	L	нет	(1,11)	(1)	(0)	(1)	(1,11)	(1,11)	(1,11)	(1,57)	(0,707)	(1)	(0,5)	(2)	(2f <sub>c</sub> )	(66,7)
			1,22	0,95	0	0,95	1,17	1,17	1,17	1,72	0,67	1	0,5	2	2f <sub>c</sub>	70
рис. 8	C	нет	(0,707)	-	(0)	-	-	-	-	(1)	-	-	(0,5)	(2)	(2f <sub>c</sub> )	$(\frac{15,9}{f_c T_d})$
			0,93	1,63	0	1,63	1,52	1,52	1,52	1,32	1,15	3,4	0,5	2	2f <sub>c</sub>	$\frac{13,05}{f_c T_d}$
4. Схема Латура (одно- фазная полумостовая) рис. 9	C	нет	(0,35)	-	(0)	-	-	-	-	(1)	-	-	(1)	(2)	(2f <sub>c</sub> )	$(\frac{15,9}{f_c T_d})$
			0,54	2,95	0	2,95	1,59	1,59	1,59	1,54	2,09	6	1	2	2f <sub>c</sub>	$\frac{11,75}{f_c T_d}$
5. Схема Миткевича (3-фазная нулевая, звезда-звезда) рис. 10 $L_d=0; C=0$	R	есть f=0	(0,855)	(0,59)	(0,333)	(0,48)	(1,36)	(1,5)	(1,23)	(2,09)	(0,59)	(1,21)	(0,333)	(3)	(3f <sub>c</sub> )	(25)
			0,94	0,56	0,333	0,46	1,43	1,58	1,29	2,3	0,56	1,21	0,333	3	3f <sub>c</sub>	33
рис. 10	L	есть f=0	(0,855)	(0,58)	(0,333)	(0,47)	(1,34)	(1,48)	(1,21)	(2,09)	(0,58)	(1)	(0,333)	(3)	(3f <sub>c</sub> )	(25)
			0,94	0,55	0,333	0,45	1,41	1,56	1,27	2,3	0,55	1	0,333	3	3f <sub>c</sub>	33
рис. 10 $L_d=0$	C	есть f=0	(0,71)	-	(0,333)	-	-	-	-	(2)	-	-	(0,333)	(3)	(3f <sub>c</sub> )	$(\frac{10,6}{f_c T_d})$
			0,88	0,8	0,333	0,72	2,01	2,11	1,92	2,5	0,8	2,5	0,333	3	3f <sub>c</sub>	$\frac{7,15}{f_c T_d}$

Название схемы, номер рисунка из приложения 1	Характер нагрузки	Соответствующий трансформатор							Вентильный комплект				Фильтр			
		Подмагни- вание	$\frac{U_2}{U_D}$	$\frac{I_2}{I_D}$	$\frac{I_{2cp}}{I_D}$	$\frac{I_1 n}{I_D}$	$\frac{P_T}{P_D}$	$\frac{P_2}{P_D}$	$\frac{P_1}{P_D}$	$\frac{U_{тобр}}{U_D}$	$\frac{I_B}{I_D}$	$\frac{I_{тв}}{I_D}$	$\frac{I_{всп}}{I_D}$	число элементов	число пар элементов	число элементов
5.1. Схема Миткевича (3*фазная нулевая треуголь- ник-звезда) рис. 11	R $L_d=C=0$	есть $f=0$	Справедливые соотношения, приведенные для схемы рис. 10													
	L $f=0$	есть $f=0$	Справедливые соотношения, приведенные для схемы рис. 10													
	C $L_d=0$	есть $f=0$	Соотношения, приведенные для схемы рис. 10, справедливы стократностью $\pm 5\%$													
6. Трехфазная нулевая звезда-зигзаг рис. 12*	L	нет	(0,855)	(0,58)	(0,333)	(0,47)	(1,46)	(1,71)	(1,21)	2,09	(0,58)	(1)	(0,333)	(3)	(3f <sub>c</sub> )	(25)
			0,94	0,55	0,333	0,45	1,53	1,79	1,27	2,3	0,55	1	0,333	3	3f <sub>c</sub>	33
6.1. Трехфазная нулевая треугольник-зигзаг рис. 13*	L	нет	Справедливые соотношения, приведенные для схемы рис. 12													
7. Схема Скотта (зеты- решфазная параллельная) рис. 14	R	нет	(0,5)	(0,25)	(0,707)	(1,38)	(1,59)	(1,22)	(2,2)	(0,5)	(1,11)	(0,25)	(4)	(4f <sub>c</sub> )	(13,3)	
			0,86	0,48	0,25	0,68	1,46	1,67	1,28	2,42	0,48	1,11	0,25	4	4f <sub>c</sub>	18
рис. 15	L	нет	(0,785)	(0,5)	(0,25)	(0,707)	(1,38)	(1,57)	(1,2)	(2,2)	(0,5)	(1)	(0,25)	(4)	(4f <sub>c</sub> )	(13,3)
			0,475	0,25	0,67	1,45	1,65	1,26	2,42	0,475	1	0,25	4	4f <sub>c</sub>	18	

\* в схеме зигзаг  $\dot{U}_2 = \dot{U}_2' + \dot{U}_2''$ , причем  $\dot{U}_2' = \dot{U}_2'' = 0,49 U_D$ , а  $U_2 = \sqrt{3} \cdot U_2' = 0,855 U_D$

Название схемы, номер рисунка из приложения 1	Характер нагрузки	Согласующий трансформатор							Вентильный комплект				Фильтр			
		Подмагни- вание	$\frac{U_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_{2cp}}{I_d}$	$\frac{I_1 \cdot n}{I_d}$	$\frac{P_r}{P_d}$	$\frac{P_2}{P_d}$	$\frac{P_1}{P_d}$	$\frac{U_{тобр}}{U_d}$	$\frac{I_B}{I_d}$	$\frac{I_{тв}}{I_d}$	$\frac{I_{вср}}{I_d}$	Число пульсаций г/лп	Частота первой гар- моники $f_{г1}$	Коеф. пульсаций КП, %
			$\frac{U_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_{2cp}}{I_d}$	$\frac{I_1 \cdot n}{I_d}$	$\frac{P_r}{P_d}$	$\frac{P_2}{P_d}$	$\frac{P_1}{P_d}$	$\frac{U_{тобр}}{U_d}$	$\frac{I_B}{I_d}$	$\frac{I_{тв}}{I_d}$	$\frac{I_{вср}}{I_d}$			
8. Шестифазная нулевая (треуго- звезда) рис. 16  рис. 17	R	нет	(0,741)	(0,41)	(0,167)	(0,58)	(1,55)	(1,82)	(1,29)	(2,09)	(0,41)	(1,05)	(0,167)	(6)	(6f <sub>c</sub> )	(5,7)
			0,82	0,39	0,167	0,55	1,63	1,91	1,35	2,3	0,39	1,05	0,167	6	6f <sub>c</sub>	8
	L	нет	(0,741)	(0,41)	(0,167)	(0,58)	(1,54)	(1,81)	(1,28)	(2,09)	(0,41)	(1)	(0,167)	(6)	(6f <sub>c</sub> )	(5,7)
			0,82	0,39	0,167	0,55	1,62	1,91	1,35	2,3	0,39	1	0,167	6	6f <sub>c</sub>	8
9. Шестифазная нулевая (звезда- звезда) рис. 18  рис. 18	R L <sub>d</sub> =0		(0,741)	(0,41)	(0,167)	(0,47)	(1,43)	(1,81)	(1,05)	(2,09)	(0,41)	(1,05)	(0,167)	(6)	(6f <sub>c</sub> )	(5,7)
			(0,82)	0,39	0,167	0,45	1,5	1,91	1,1	2,3	(0,39)	1,05	0,167	6	6f <sub>c</sub>	8
	L	есть	(0,741)	(0,41)	(0,167)	(0,47)	(1,43)	1,81	(1,05)	(2,09)	(0,41)	(1)	(0,167)	(6)	(6f <sub>c</sub> )	(5,7)
		f=3f <sub>c</sub>	0,82	0,39	0,167	0,45	1,5	1,91	1,1	2,3	0,39	1	0,167	6	6f <sub>c</sub>	8
10. Шестипульсационная с двойным звездо- м рис. 19	L внеш- няя звезда	нет	(0,741)	(0,41)	(0,167)	(0,47)	(1,42)	(1,79)	(1,05)	(2,09)	(0,41)	(1)	(0,167)	(6)	(6f <sub>c</sub> )	(5,7)
			0,82	0,39	0,167	0,45	1,49	1,88	1,1	2,3	0,39	1	0,167	6	6f <sub>c</sub>	8
	L внутр- няя звезда	нет	(0,741)	(0,58)	(0,333)	(0,47)	(1,42)	(1,79)	(1,05)	(2,09)	(0,41)	(1)	(0,167)	(6)	(6f <sub>c</sub> )	(5,7)
			0,82	0,55	0,333	0,45	1,49	1,88	1,1	2,3	0,39	1	0,167	6	6f <sub>c</sub>	8

Название схемы, номер рисунка из приложения 1	Характер нагрузки	Соответствующий трансформатор							Вентильный комплект				Фильтр			
		Подмагничивание	$\frac{U_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_{2cp}}{I_d}$	$\frac{I_1 \cdot n}{I_d}$	$\frac{P_r}{P_d}$	$\frac{P_2}{P_d}$	$\frac{P_1}{P_d}$	$\frac{U_{тобр}}{U_d}$	$\frac{I_B}{I_d}$	$\frac{I_{тв}}{I_d}$	$\frac{I_{вср}}{I_d}$	Число пульсаций т/ч	Частота первой гармонической, Гц	Кэфф. пульсаций кп, %
			нет													
11. Схема Кюблера (с уравнительным реак- таром); рис. 20	L	нет	(0,855)	(0,29)	(0,167)	(0,41)	(1,27)	(1,48)	(1,05)	(2,09)	(0,29)	(0,5)	(0,167)	(6)	(6f <sub>c</sub> )	(5,7)
			0,94	0,275	0,167	0,39	1,33	1,56	1,1	2,3	0,275	0,5	0,167	6	6f <sub>c</sub>	8
12. Схема Вологодина рис. 21 L <sub>d</sub> =0, C=0  рис. 21 C=0	R	нет	(0,43)	(0,58)	(0,333)	(0,82)	(1,27)	(1,48)	(1,05)	(1,047)	(0,58)	(1,05)	(0,333)	(6)	(6f <sub>c</sub> )	(5,7)
			0,47	0,55	0,333	0,78	1,33	1,56	1,1	1,15	0,55	1,1	0,333	6	6f <sub>c</sub>	8
	L	нет	(0,43)	(0,58)	(0,333)	(0,82)	(1,27)	(1,48)	(1,05)	(1,047)	(0,58)	(1)	(0,333)	(6)	(6f <sub>c</sub> )	(5,7)
			0,47	0,55	0,333	0,78	1,33	1,56	1,1	1,15	0,55	1	0,333	6	6f <sub>c</sub>	8
13. Схема Ларионова (3-фазная мостовая звезда-звезда); рис. 22  рис. 22	R L <sub>d</sub> =0 C=0	нет	(0,43)	(0,82)	(0)	(0,82)	(1,05)	(1,05)	(1,05)	(1,047)	(0,58)	(1,05)	(0,333)	(6)	(6f <sub>c</sub> )	(5,7)
			0,47	0,78	0	0,78	1,1	1,1	1,1	1,15	0,55	1,1	0,333	6	6f <sub>c</sub>	8
	L	нет	(0,43)	(0,82)	(0)	(0,82)	(1,05)	(1,05)	(1,05)	(1,047)	(0,58)	(1)	(0,333)	(6)	(6f <sub>c</sub> )	(5,7)
			0,47	0,78	0	0,78	1,1	1,1	1,1	1,15	0,55	1	0,333	6	6f <sub>c</sub>	8

Название схемы, номер рисунка из приложения 1	Характер нагрузки	Согласующий трансформатор								Вентильный комплект				Фильтр		
		Логмагн твление	$\frac{U_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_{2cp}}{I_d}$	$\frac{I_1, n}{I_d}$	$\frac{P_r}{P_d}$	$\frac{P_2}{P_d}$	$\frac{P_1}{P_d}$	$\frac{U_{обр}}{U_d}$	$\frac{I_B}{I_d}$	$\frac{I_{тв}}{I_d}$	$\frac{I_{всп}}{I_d}$	Число пульсаций Гц	Частота первой гар- моник, Гц	Коеф. пуль- сации Кп, %
			$\frac{U_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_{2cp}}{I_d}$	$\frac{I_1, n}{I_d}$	$\frac{P_r}{P_d}$	$\frac{P_2}{P_d}$	$\frac{P_1}{P_d}$	$\frac{U_{обр}}{U_d}$	$\frac{I_B}{I_d}$	$\frac{I_{тв}}{I_d}$	$\frac{I_{всп}}{I_d}$			
рис. 22	С $L_d=0$	нет	(0,41)	-	(0)	-	-	-	-	(1)	-	-	(0,333)	(6)	$(6f_c)$	$(\frac{5,3}{f_c \cdot T_d})$
			0,467	0,92	0	0,92					115	0,65	1,66	0,333	6	$6f_c$
13.1 Схема Ларионова (3-фазная мостовая треуг.-звезда); рис. 23	R,	нет	Справедливы соотношения, приведенные для схемы рис.22													
	L		Справедливы соотношения, приведенные для схемы рис.22													
13.2. Схема Ларионова (3-фазная мостовая звезда-треуг.); рис. 24	R	нет														
	$L_d=0$ C=0															
рис. 24	L	нет	(0,74)	(0,47)	(0)	(0,47)	(1,05)	(1,05)	(1,05)	(1,047)	(0,58)	(1)	(0,333)	(6)	$(6f_c)$	(5,7)
			0,82	0,45	0	0,45	1,1	1,1	1,1	1,15	0,55	1	0,333	6	$6f_c$	8
рис. 24	С $L_d=0$	нет	(0,71)	-	(0)	-	-	-	-	(1)	-	-	(0,333)	(6)	$(6f_c)$	$(\frac{5,3}{f_c \cdot T_d})$
			0,81	0,92	0	0,92	1,28	1,28	1,28	1,15	0,65	1,66	0,333	6	$6f_c$	$\frac{6,6}{f_c \cdot T_d}$

### 4.3. Графоаналитический расчет выпрямителей с емкостным фильтром или против-ЭДС

Данный расчет основан на приведении реальной схемы выпрямителя к расчетной, которая представлена на рис. 4.30.

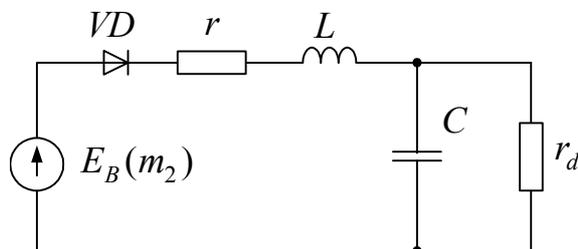


Рис. 4.30. Эквивалентная расчетная схема выпрямителя с емкостным фильтром

$r, L$  - полное активное сопротивление и индуктивность в цепи заряда емкости  $C$ ;

$C$  - конденсатор фильтра;

$r_d$  - сопротивление нагрузки;

$E_B$  - идеальная ЭДС, по форме совпадающая с мгновенным значением выпрямленного  $m_2$  - фазного напряжения;

$VD$  - идеальный диод.

#### 4.3.1. Графические зависимости, необходимые при расчете

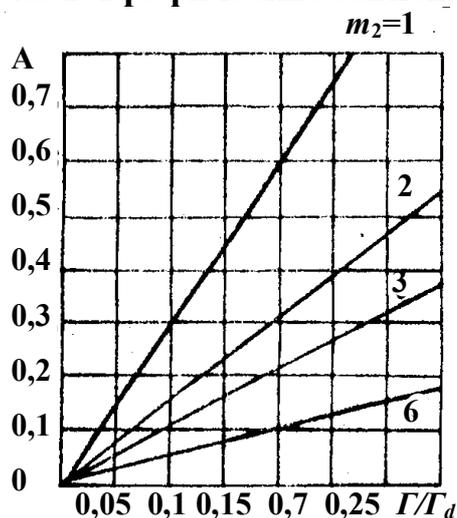


Рис. 4.3.1. Зависимость параметра

$A\left(\frac{r}{r_d}\right)$  от относительного сопротивления в цепи тока заряда

конденсатора,  $A = \frac{\pi \cdot r}{m_2 r_d}$

$$A = \frac{\pi \cdot r}{m_2 r_d}$$

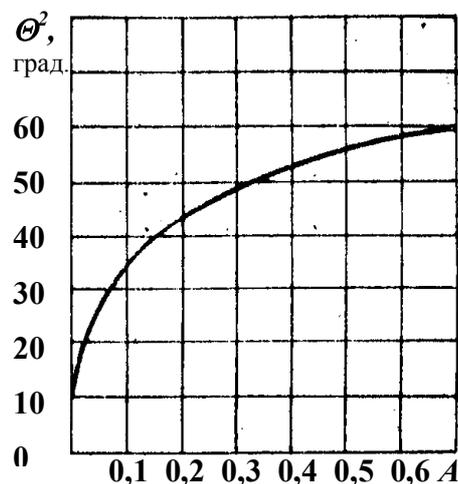


Рис. 4.3.2. Зависимость

угла отсечки  $\theta(A)$  от

параметра  $A$ ,

$$A(\theta) = \operatorname{tg} \theta - \theta$$

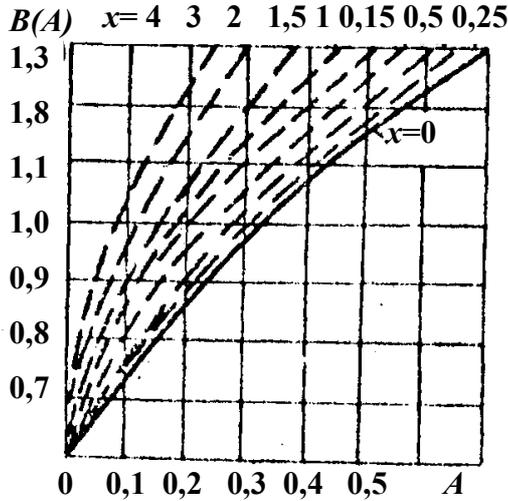


Рис. 4.3.3. Зависимость коэффициента  $B(A)$  фазной ЭДС от параметров  $A$  и  $x = \frac{\omega L}{r}$ ,

$$B(A) = \frac{U_2}{U_d}$$

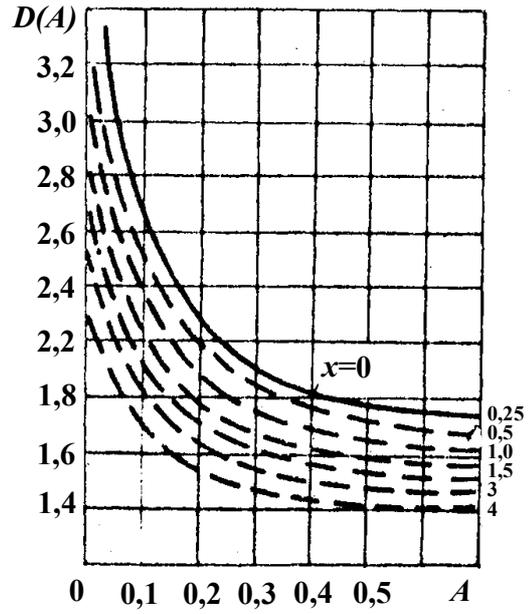


Рис. 4.3.4. Зависимость коэффициента  $D(A)$  формы фазного тока от параметров  $A$  и  $x = \frac{\omega L}{r}$ ,  $D(A) = \frac{m_2 I_2}{I_d}$

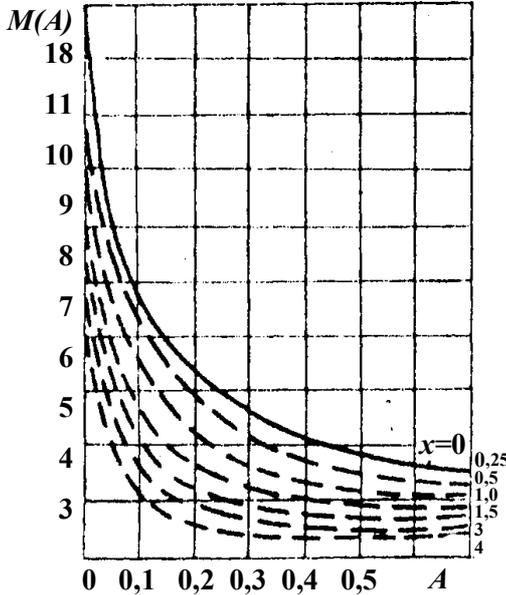


Рис. 4.3.5. Зависимость коэффициента  $M(A, x)$ , характеризующего отношение амплитуды тока вентиля к его среднему значению  $x = \frac{\omega L}{r}$ ,

$$M(A, x) = \frac{I_{Bm} \cdot m_2}{I_d}$$

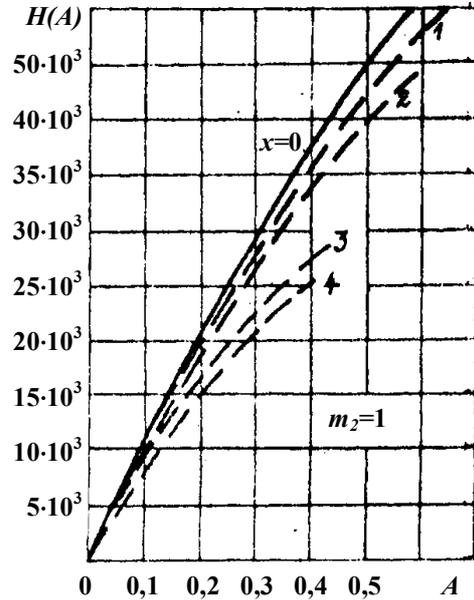


Рис. 4.3.6. Зависимость коэффициента  $H(A, x, m_2=1)$ , характеризующего уровень пульсаций в однопульсионных выпрямителях, от параметров  $A$  и  $x = \frac{\omega L}{r}$

$$k'_n = \frac{H(A, x, m_2 = 1)}{r \cdot f \cdot C [\text{мкФ}]}$$

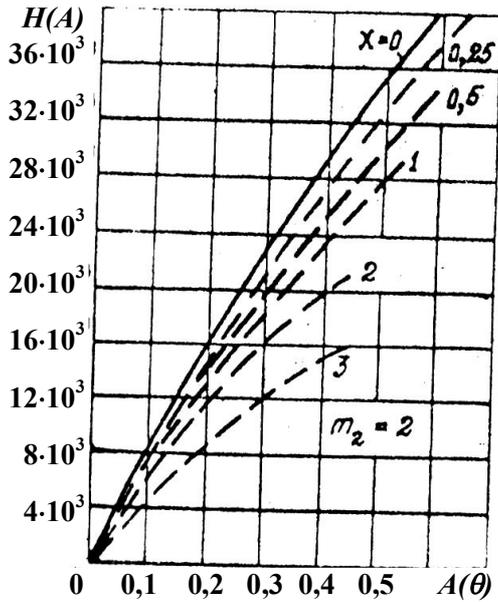


Рис. 4.3.7. Зависимость коэффициента  $H(A, x, m_2=2)$ , характеризующего уровень пульсаций в двухпульсационных выпрямителях, от параметров  $A$  и  $x = \frac{\omega L}{r}$ ,

$$k'_n = \frac{H(A, x, m_2 = 2)}{r \cdot f \cdot C [\text{МКФ}]}$$

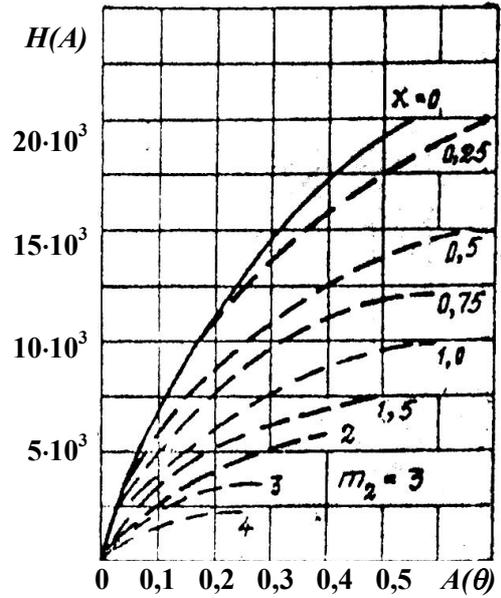


Рис. 4.3.8. Зависимость коэффициента  $H(A, x, m_2=3)$ , характеризующего уровень пульсаций в трехпульсационных выпрямителях, от параметров  $A$  и  $x = \frac{\omega L}{r}$ ,

$$k'_n = \frac{H(A, x, m_2 = 3)}{r \cdot f \cdot C [\text{МКФ}]}$$

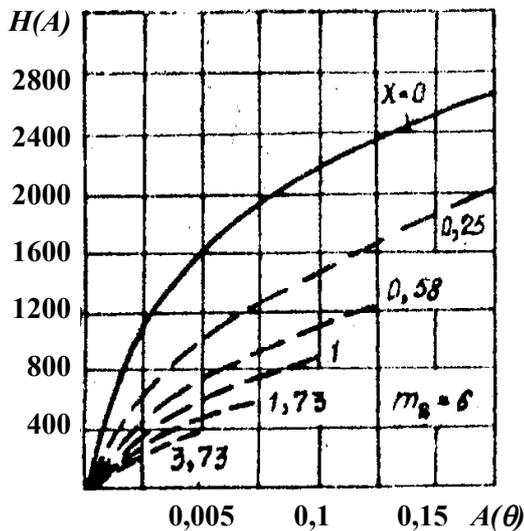


Рис. 4.3.9. Зависимость коэффициента  $H(A, x, m_2=6)$ , характеризующего уровень пульсаций в шестипульсационных выпрямителях, от параметров  $A$  и  $x = \frac{\omega L}{r}$ ,

$$k'_n = \frac{H(A, x, m_2 = 6)}{r \cdot f \cdot C [\text{МКФ}]}$$

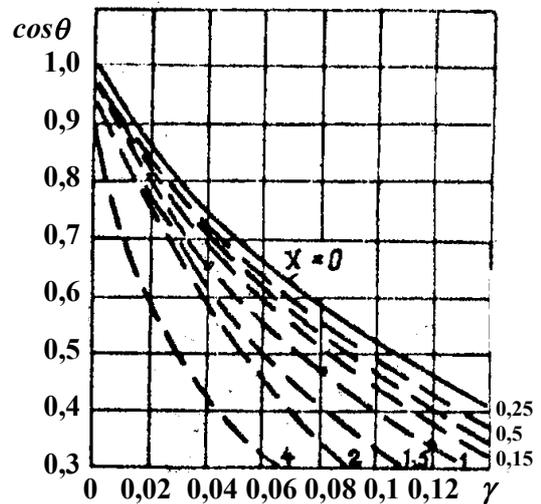


Рис. 4.3.10. Внешняя характеристика выпрямителя с емкостным фильтром в относительных единицах

### 4.3.2. Методика расчета выпрямителей с емкостным фильтром

При пользовании данной методикой должны быть заданы или определены из каких-то других соображений следующие характеристики и параметры:

схема выпрямителя, а значит и число вторичных фаз  $m_2$  для нулевых выпрямителей. Для мостовых выпрямителей в данной методике  $m_2$  - число пульсаций выходного напряжения;

$r$  - активное сопротивление в цепи заряда емкости фильтра, для нулевых схем – это активное фазное сопротивление, а для мостовых – активное линейное;

$r_d$  - активное сопротивление нагрузки;

$\omega L$  - индуктивное сопротивление в цепи заряда емкости фильтра, для нулевых схем – это индуктивное сопротивление фазы, а для мостовых – линии;

$U_d$  - постоянное выходное напряжение выпрямителя;

$I_d$  - постоянный выходной ток выпрямителя.

Тогда методику расчета можно свести к следующему:

1. Рассчитаем относительное активное сопротивление в цепи заряда

емкости:  $\frac{r}{r_d}$ .

2. По рис. 4.3.1 или по выражению  $A = \frac{\pi}{m_2} \cdot \frac{r}{r_d}$ , находим параметр  $A$ .

3. По рассчитанному параметру  $A$  определяем угол  $\theta$  отсечки тока из рис. 4.3.2.

4. Проверяем, что угол проводимости  $\lambda^\circ = 20^\circ < \frac{360}{m_2}$ . Если это неравенство не выполняется, то методика неприменима.

5. Рассчитываем относительное значение  $x$  индуктивного сопротивления в цепи заряда емкости:

$$x = \frac{\omega L}{r}.$$

6. По найденным значениям  $A$ ,  $x$  на рис. 4.3.3 определяем коэффициент  $B(A, x) = \frac{U_2}{U_d}$ , откуда получим фазное напряжение

$$U_2 = B(A, x) \cdot U_d.$$

7. По найденным  $A$  и  $x$  на рис. 4.3.4 определяем коэффициент  $D(A, x)$  формы фазного тока для нулевых схем  $D(A, x) = \frac{m_2 \cdot I_2}{I_d}$ , откуда получаем

$$I_2 = \frac{D(A, x) \cdot I_d}{m_2}.$$

Примечание: Для "ненулевых" схем фазный ток нужно эквивалентировать в соответствии с конкретной схемой выпрямителя.

8. По известным  $A$  и  $x$  на рис. 4.3.5 находим коэффициент  $M(A, x)$ , характеризующий отношение амплитуды тока вентиля к его среднему значению  $M(A, x) = \frac{I_{Bm} \cdot m_2}{I_d}$ , откуда получаем амплитудный ток вентиля

$$I_{Bm} = \frac{M(A, x) \cdot I_d}{m_2}.$$

9. По известным  $A$  и  $x$  на  $m_2$  и рис. 4.3.6-4.3.9 определяем параметр  $H(a, x, m_2)$ , характеризующий собой пульсации на выходе выпрямителя с емкостным фильтром, причем

$$H(a, x, m_2) = k'_{п1} \cdot r \cdot f \cdot C \quad [\text{мкФ}],$$

где  $k'_{п1}$  - коэффициент пульсаций выходного напряжения по первой гармонике;

$r$  - активное сопротивление в цепи заряда емкости;

$f$  - частота переменного напряжения;

$C$  [мкФ] – емкость фильтра в микрофарадах.

Если задаться величиной емкости в микрофарадах, то можно найти коэффициент пульсаций по первой гармонике:

$$k'_{п1} = \frac{H(A, x, m_2)}{r \cdot f \cdot C [\text{мкФ}]},$$

и, наоборот, задавшись  $k'_{п1}$  в относительных единицах, можно получить емкость фильтра в микрофарадах, которая обеспечит заданный коэффициент  $k'_{п1}$  пульсаций:

$$C [\text{мкФ}] = \frac{H(A, x, m_2)}{r \cdot f \cdot k'_{п1}}.$$

10. Внешнюю характеристику выпрямителя с емкостным фильтром можно построить по рис. 4.3.10, выбрав кривую, соответствующую рассчитанному параметру  $x$ .

Далее выбранную кривую  $\cos \theta = f(\gamma, x)$  необходимо перестроить в другом масштабе, а именно по оси ординат масштаб нужно увеличить ум-

ножением на величину  $\sqrt{2}U_2$ , где  $U_2$  - действующее значение фазного напряжения, найденное в пункте 6. В этом случае по оси ординат будет отложено выходное напряжение  $U_d = \sqrt{2}U_2 \cdot \cos\theta$  в вольтах.

Масштаб по оси абсцисс нужно увеличить умножением на величину:

$$I_d^* = \frac{m_2 \cdot U_2 \cdot \sqrt{2}}{r}.$$

Тогда по оси абсцисс будет отложен выходной ток выпрямителя  $I_d = \frac{m_2 \cdot U_2 \cdot \sqrt{2}}{r} \cdot \gamma$  в амперах, а сама перестроенная кривая будет являться внешней характеристикой выпрямителя с емкостным фильтром  $U_d = f(I_d)$ , представленной на рис. 4.3.11, при  $\sqrt{2} \cdot U_2 = 141$  В,  $m_2 = 2$ ,  $x = 1$ ,  $r = 2,82$  Ом, тогда

$$I_d^* = \frac{m_2 \cdot U_2 \cdot \sqrt{2}}{r} = \frac{141 \cdot 2}{2,82} = 100 \text{ А.}$$

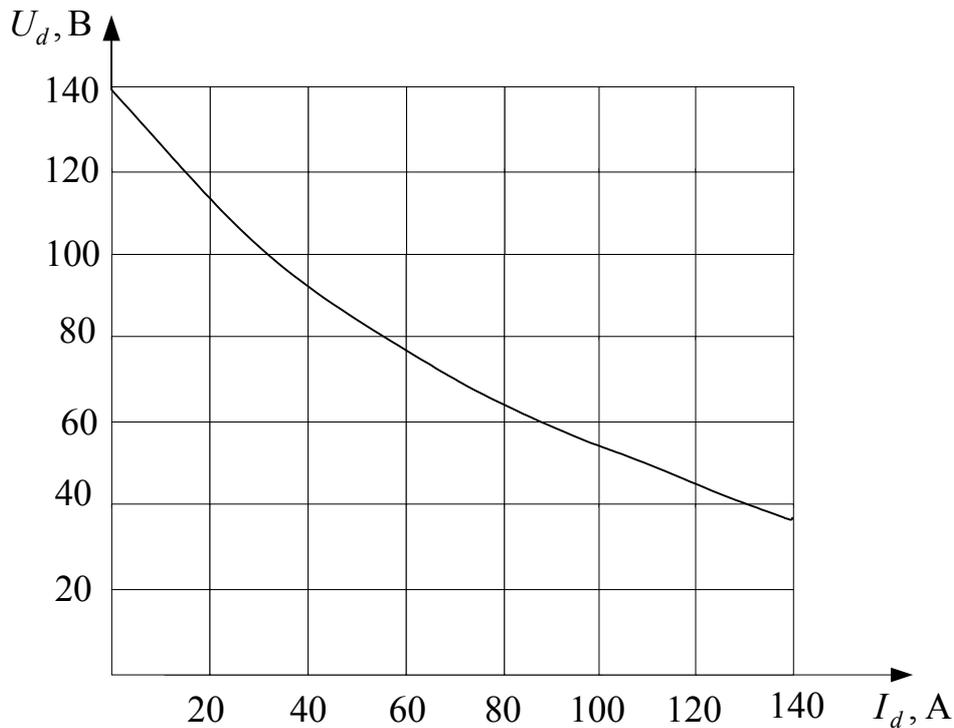


Рис. 4.3.11. Внешняя характеристика выпрямителя с емкостным фильтром при  $\sqrt{2}U_2 = 141$  В,  $m_2 = 2$ ,  $x = 1$ ,  $r = 2,82$  Ом