

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

Б.И. Коновалов, В.С. Мишуров, В.Д. Семенов

ОСНОВЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

**Учебно-методическое пособие для студентов
заочного факультета специальности
«Промышленная электроника»**

2006

Федеральное агентство по образованию

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

Кафедра промышленной электроники

Б.И. Коновалов, В.С. Мишуров, В.Д. Семенов

ОСНОВЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

**Учебно-методическое пособие для студентов
заочного факультета специальности
«Промышленная электроника»**

2006

Коновалов Б.И., Мишуров В.С., Семенов В.Д.

Основы преобразовательной техники: Учебно-методическое пособие для студентов заочного факультета специальности «Промышленная электроника». — Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. — 97 с.

© Коновалов Б.И., Мишуров В.С.,
Семенов В.Д., 2006

© ТУСУР, 2006

СОДЕРЖАНИЕ

1 Введение	4
2 Содержание лекционного курса	5
3 Контрольные работы.....	9
3.1 Задачи по работе однофазных идеальных выпрямителей на активную нагрузку.....	9
3.2 Задачи по работе многофазных идеальных выпрямителей на активную нагрузку	19
3.3 Задачи по работе выпрямителей на активно-индуктивную нагрузку.....	22
3.4 Задачи по работе выпрямителей на противо-ЭДС, активно-емкостную нагрузку.....	27
3.5 Задачи по выпрямителям с умножением напряжения (умножители напряжения).....	43
3.6 Задачи по фильтрам для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения	56
3.7 Задачи по явлению коммутации в выпрямителях, по падению напряжения от коммутации, по внешним характеристикам выпрямителей при различных нагрузках	62
3.8 Задачи по управляемым выпрямителям.....	67
3.9 Задачи по инверторам, ведомым сетью (зависимым инверторам).....	79
4 Краткий обзор лабораторных работ.....	89
5 Литература	91
Приложение 1	92
Приложение 2	95

1 ВВЕДЕНИЕ

Электроника в целом охватывает обширный раздел науки и техники, связанный с изучением и использованием различных физических явлений, основанных на протекании электрического тока, и может быть укрупнено разделена на две части: информационную электронику и силовую электронику, называемую еще и преобразовательной техникой.

Электрическая энергия вырабатывается в основном в виде переменного тока частотой 50 или 60 Гц, а также в виде постоянного тока, переменного тока повышенной частоты или токов специальной формы.

Потребители электрической энергии требуют в зависимости от отрасли техники обычно электроэнергию с параметрами, отличающимися от параметров питающей сети по роду тока, уровню напряжения, частоте, стабильности и т.д.

Свои требования к параметрам электроэнергии предъявляют и средства транспортирования энергии от первичного источника к потребителю.

Вопросы взаимодействия устройств генерирования, транспортирования и потребления электроэнергии и решаются в рамках силовой электроники путем преобразования параметров электроэнергии на интервале от генератора до потребителя.

Цель дисциплины «Основы преобразовательной техники» сформулировать представление о возможностях преобразования параметров электрической энергии. Задачами изучения дисциплины является освоение схемотехники устройств (на неуправляемых и не полностью управляемых полупроводниковых приборах) преобразования параметров электрической энергии.

Освоение дисциплины базируется на материалах дисциплин «Теоретические основы электротехники», «Микроэлектроника», «Аналоговая схемотехника», «Магнитные элементы электронных устройств».

2 СОДЕРЖАНИЕ ЛЕКЦИОННОГО КУРСА

2.1 Введение. Основные понятия и определения

Преобразовательная техника в промышленности и в быту. Основные термины. Виды преобразования параметров электрической энергии. Основы классификации преобразователей.

Рекомендуемая литература [1, 2, 5].

2.2 Основные элементы преобразовательной техники

Диоды и тиристоры. Трансформаторы и дроссели. Их назначение, основные параметры и характеристики.

Рекомендуемая литература [1, 2, 6, 7, 8].

Методические указания

При изучении элементной базы следует обратить внимание на основные эксплуатационные параметры элементов, позволяющие использовать их в данной области техники, усвоить основные отличия идеализированных элементов от реальных.

2.3 Преобразователи переменного напряжения в постоянное — выпрямители

Обобщенная структура управляемого выпрямителя. Назначение и классификация. Принцип действия выпрямителей и их основные характеристики. Схемотехника выпрямителей. Управляемый и неуправляемый режимы работы выпрямителя. Работа выпрямителя на активную нагрузку (однофазные и трехфазные схемы) в управляемом и неуправляемом режимах. Сравнение выпрямителей при работе на активную нагрузку.

Рекомендуемая литература [1, 2, 3, 4, 5].

Методические указания

При изучении схем выпрямления следует обратить внимание на общность построения схем и как бы плавный переход от простой к более сложной схеме, на изменение основных характеристик при усложнении схем (величины выпрямленного напряжения, коэффициента и частоты пульсаций).

Необходимо уметь строить временные диаграммы токов и напряжений на входе и выходе выпрямителей и на любом элементе схемы в предположении использования идеализированных элементов.

2.4 Работа выпрямителей на активно-индуктивную нагрузку

Сглаживающая роль индуктивности дросселя нагрузки. Физическая и математическая трактовки. Обоснование допущения о «бесконечно» большой индуктивности дросселя. Понятие о режимах с прерывистым и непрерывным током. Выбор индуктивности дросселя из условия непрерывности тока. Генерирование выпрямителем с индуктивной нагрузкой реактивной мощности. Нулевой диод и его влияние на генерирование реактивной мощности.

Рекомендуемая литература [1, 2, 3, 4, 5].

Методические указания

При изучении этого раздела следует обратить внимание на изменение протекающих в выпрямителях процессов за счет изменения характера нагрузки и, как следствие, изменение основных расчетных соотношений.

Необходимо уметь строить временные диаграммы изменения токов и напряжений схем выпрямителей при допущении о бесконечности индуктивности дросселя нагрузки.

2.5 Коммутация токов в выпрямителях

Общие понятия и определения явления коммутации. Коммутация тока на примере однофазного выпрямителя со средней точкой. Зависимость угла коммутации от тока нагрузки и угла управления. Особенности процесса коммутации в трехфазных схемах выпрямителей.

Рекомендуемая литература [1, 2, 3, 4].

2.6 Внешние характеристики выпрямителей

Основные определения. Внешняя характеристика однофазного выпрямителя со средней точкой вторичной обмотки трансформатора. Особенности внешней характеристики однофазного мостового выпрямителя. Внешняя характеристика трехфазного мостового выпрямителя. Режимы работы трехфазного мостового выпрямителя и их связь с внешней характеристикой. Особенности выпрямителей большой, средней и малой мощности.

Рекомендуемая литература [1, 2, 3, 4].

Методические указания

Как и в других отраслях знаний принцип функционирования выпрямителей наиболее наглядно можно представить при идеализации параметров всех элементов, а уже потом оценивать их влияние на протекающие процессы и характеристики устройств. Это и следует учесть при изучении материала настоящего раздела.

2.7 Принцип построения выпрямителей с улучшенными энергетическими показателями

Составные выпрямители. Многопульсные выпрямители. Выпрямители со ступенчатым регулированием выходного напряжения. Выпрямители с искусственной коммутацией. Сравнительный анализ схем выпрямителей при работе на активно-индуктивную нагрузку.

Рекомендуемая литература [1, 2, 3].

Методические указания

Перед изучением материала раздела необходимо четко представить, какие показатели характеризуют взаимодействие, с одной стороны, выпрямителя с нагрузкой и, с другой стороны, выпрямителя с питающей сетью. Затем, при изучении материала раздела, оценить влияние на эти показатели усложнение схемотехники и изменения законов управления.

2.8 Особенности работы выпрямителей на емкостную нагрузку и против-ЭДС

Основные понятия и соотношения при работе выпрямителей на RC-нагрузку и против-ЭДС. Умножители напряжения.

Рекомендуемая литература [1, 2].

Методические указания

При работе выпрямителей на емкостную нагрузку точный аналитический расчет оказывается очень сложным, поэтому в результате изучения материала раздела должно сложиться понимание протекания процессов, и понимание упрощенного расчета выпрямителей с использованием графо-аналитического метода.

2.9 Фильтры для уменьшения пульсаций выходного постоянного напряжения выпрямителей

Индуктивный фильтр. Емкостной фильтр. Г-образный LC-фильтр. Многозвенные фильтры. Основы расчета и выбора фильтров и их элементов.

Рекомендуемая литература [1, 2, 3].

2.10 Системы управления выпрямителями

Назначение и основные принципы построения систем управления. Функциональная схема системы управления. Схемы синхронизации, управляемой задержки импульсов управления тиристорами, усиления и гальванической развязки управления с силовой частью выпрямителя. Статическая точность выпрямителя как замкнутой системы автоматического управления.

Рекомендуемая литература [1, 2, 4].

2.11 Инверторы, ведомые сетью

Рекомендуемая литература [1, 2, 3].

Методические указания

Особое внимание следует обратить на условия перевода преобразовательной установки из выпрямительного режима в инверторный: направление источника ЭДС должно быть встречным полярности переменного напряжения, а угол управления больше 90° (для однофазных схем).

2.12 Преобразователи частоты с естественной коммутацией

Рекомендуемая литература [1, 2, 3].

2.13 Преобразователи переменного напряжения

Рекомендуемая литература [1, 2].

3 КОНТРОЛЬНЫЕ РАБОТЫ

В соответствии с учебным планом предусмотрено по «Основам преобразовательной техники» выполнение 2-х контрольных работ.

Контрольная работа №1 выполняется в компьютерном виде во время сессии по заданию преподавателя.

Контрольная работа №2 — письменная. Варианты заданий контрольной работы №2 выдаются преподавателем как приложение к данному методическому пособию.

Примеры решения типовых задач контрольных работ приведены ниже.

3.1 Задачи по работе однофазных идеальных выпрямителей на активную нагрузку

3.1.1 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.

Формализуем исходные данные.

Дано:

Схема — однофазная мостовая.

Элементы схемы — идеальны.

$U_2 = 200$ В;

$R_d = 10$ Ом

$U_d, I_d, P_d, k_{тр}, I_2, S_2, I_1, S_1, S_{тр}, I_{V\text{эф}}, I_V, I_{Vm}, U_{\text{мобр}}, \Delta P_V$ — ?

Временные диаграммы основных токов и напряжений — ?

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

U_d, I_d — среднее значение выпрямленного напряжения и тока;

P_d — мощность выпрямленного тока;

$$\frac{I_V}{I_d} = 0,5 \Rightarrow I_V = I_d \cdot 0,5 = 18 \cdot 0,5 = 9 \text{ А. } k_{\text{тр}} = \frac{U_1}{U_2} \text{ — коэффициент трансформации;}$$

I_1, I_2 — действующие значения токов первичной и вторичной обмоток;

$S_1, S_2, S_{\text{тр}}$ — габаритная (типовая) мощность соответственно первичной, вторичной обмоток и трансформатора в целом;

$I_V, I_{V\text{эф}}, I_{V\text{м}}$ — ток вентиля (диода, тиристора) — соответственно среднее значение, действующее значение и максимальное.

$U_{\text{мообр}}$ — обратное максимальное напряжение, прикладываемое к вентилю.

ΔP_V — 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, $U_1 = 220 \text{ В, } 50 \text{ Гц}$;
- исключить из определяемых величин те, которые определить невозможно (в нашем случае это $k_{\text{тр}}, I_1$).

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. 1.

4. Дальнейшее решение задачи возможно двумя способами:

4.1. Табличным — воспользовавшись для этого таблицей «Расчетные соотношения для выпрямительных схем» (см. приложение).

4.2. Аналитическим — воспользовавшись выведенными в теории выражениями.

Выберем табличный способ решения.

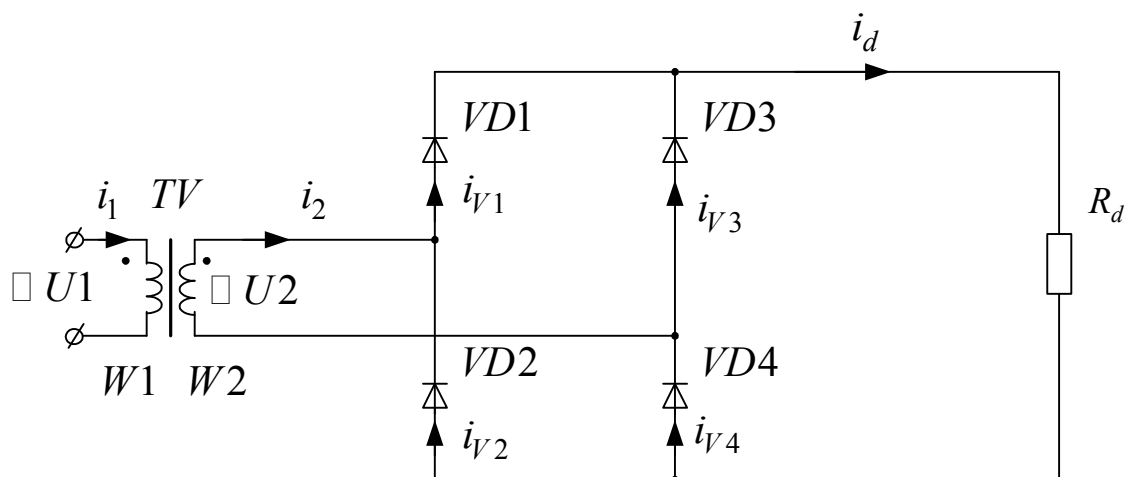


Рис. 1

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

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

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

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

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

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

11. Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора из таблицы

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

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

$$\frac{S_1}{S_d} = \frac{S_2}{S_d} = \frac{S_{\text{тр}}}{S_d} = 1,23 \Rightarrow$$

$$S_1 = S_2 = S_{\text{тр}} = 1,23 \cdot S_d = 1,23 \cdot 3240 = 3986 \text{ ВА.}$$

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

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

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

$$U_{\text{обр.доп}} = \frac{U_{\text{мообр}}}{k_{\text{зп}}},$$

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

15. Действующее значение тока диода (вентилля):

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

16. Максимальное значение тока диода:

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

17. Потери мощности в одном диоде:

$$\Delta P_V = I_V \cdot \Delta U_0 + I_V^2 \cdot r_{\text{дин}},$$

где ΔU_0 , $r_{\text{дин}}$ — параметры аппроксимированной ВАХ, соответственно остаточное падение напряжения (при нулевом токе) и динамическое сопротивление диода в рабочей точке. В данном случае диоды идеальны — $\Delta U_0 = 0$; $r_{\text{дин}} = 0$.

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

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

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

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по первой гармонике

$$k_{\text{п}} \% = \frac{U_{1\text{м}} \cdot 100\%}{U_{\text{д}}} = 66,7\%.$$

Временные диаграммы основных токов и напряжений, к которым относятся U_1 , U_2 , $U_{\text{д}}$, $i_{\text{д}}$, i_2 , i_V , U_V , представлены на рис. 2.

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 диодов VD1 и VD4. Так как нагрузка активная, то форма тока будет повторять форму напряжения (синусоида) с амплитудой $I_{V\text{м}} = 28,3$ А. Аналогично для диодов VD2 и VD3 на втором полупериоде.

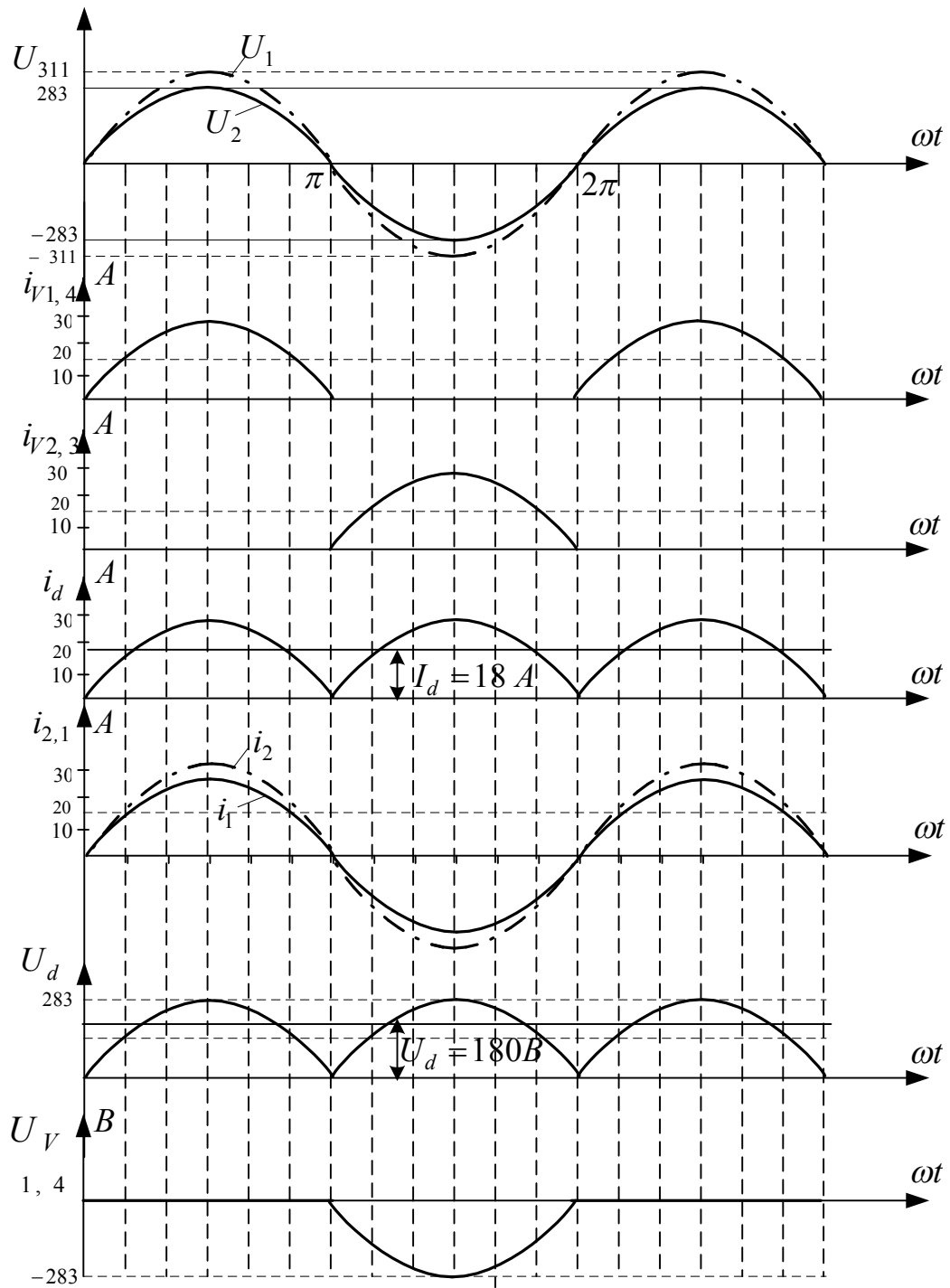


Рис. 2

18.3. Мгновенное значение выпрямленного тока нагрузки $i_d(t)$ будет равно сумме токов вентилях $i_{V1,4}$ и $i_{V2,3}$. Среднее значение I_d выпрямленного тока равно 18 А (прямая линия).

18.4. Ток i_2 вторичной обмотки трансформатора численно будет равен току вентилях, 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 VD1, VD4, на первом полупериоде равно нулю (вентили VD1, VD4 включены), на втором полупериоде равно напряжению вторичной обмотки и приложено к вентилям VD1, VD4 в обратном (выключающем) направлении, так как на втором полупериоде включены вентили VD2 и VD3. Напряжение на VD2 и VD3 будет иметь такую же форму, но будет сдвинуто на один полупериод.

3.1.2. 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 , $k_{тр}$, U_2 , I_2 , S_2 , I_1 , S_1 , $S_{тр}$, $I_{V\ \text{эф}}$, I_V , I_{Vm} , $U_{\text{мобр}}$, ΔP_V .

2. Схемы выпрямителей представлены на рис. 3.

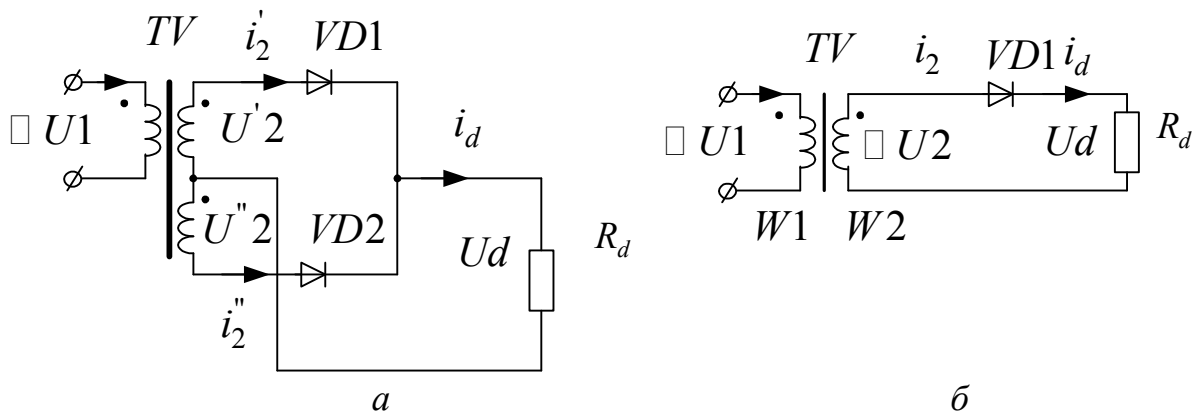


Рис. 3

3. Определяем выпрямленный ток (среднее значение) из равенства

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

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. 3.1.1, 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):

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

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

$$\frac{I_2}{I_d} = 0,5 \Rightarrow I_2 = 0,5 \cdot 18 = 9 \text{ A.}$$

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

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

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

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

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

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

$$\frac{I_{V\text{эф}}}{I_d} = 0,785 \Rightarrow I_{V\text{эф}} = 0,785 \cdot I_d = 0,785 \cdot 18 = 14,1 \text{ A.}$$

$$\frac{I_V}{I_d} = 0,5 \Rightarrow I_V = 0,5 \cdot I_d = 0,5 \cdot 18 = 9 \text{ A.}$$

$$\frac{I_{V\text{м}}}{I_d} = 1,57 \Rightarrow I_{V\text{м}} = 1,57 \cdot I_d = 1,57 \cdot 18 = 28,2 \text{ A.}$$

8. Для однофазного однополупериодного выпрямителя:

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

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

$$\frac{I_2}{I_d} = 1 \Rightarrow I_2 = I_d = 18 \text{ A.}$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

9. Сравнение произведем таблично.

Выпрямитель Параметр	Мостовой	Со средней точкой	Однополупери- одный
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
$\kappa_{\text{тр}}$	1,1	1,1	0,55
I_2 [А]	–	9	18
I_1 [А]	18,2	18,2	39,6
S_2 [ВА]	3986	5638	11275
S_1 [ВА]	3986	3986	8715
$S_{\text{тр}}$ [ВА]	3986	4795	10012
$U_{\text{мобр}}$ [В]	283	565	565
$I_{V\text{эф}}$ [А]	14,1	14,1	28,3
$I_{V\text{м}}$ [А]	28,3	28,3	56,5
I_V [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 вентиля 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.

3.2 Задачи по работе многофазных идеальных выпрямителей на активную нагрузку

3.2.1 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 соединение обмоток. Пусть будет схема

трансформатора звезда-звезда ($\Delta-\Delta$). Такая схема, называемая схемой Ларионова, представлена на рис. 4.

3.

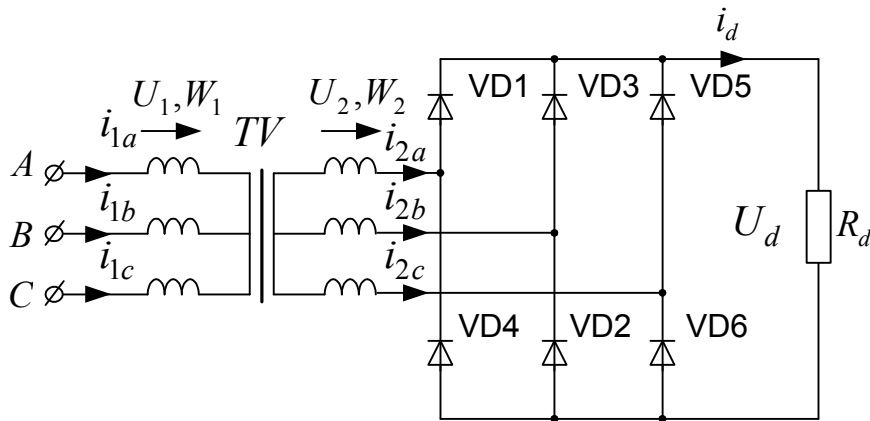


Рис. 4

3. Вторичное напряжение (действующее значение) найдем из соотношения

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

4. Средне значение выпрямленного напряжения определим из соотношения

$$U_d = 2,34 \cdot 42,72 = 100 \text{ В.}$$

5. Найдем ток первичной обмотки, воспользовавшись табличным соотношением

$$I_1 = \frac{0,82 I_d}{k_{\text{тр}}} = 3,98 \text{ А,}$$

6. Временные диаграммы представлены на рис. 5.

Временные диаграммы

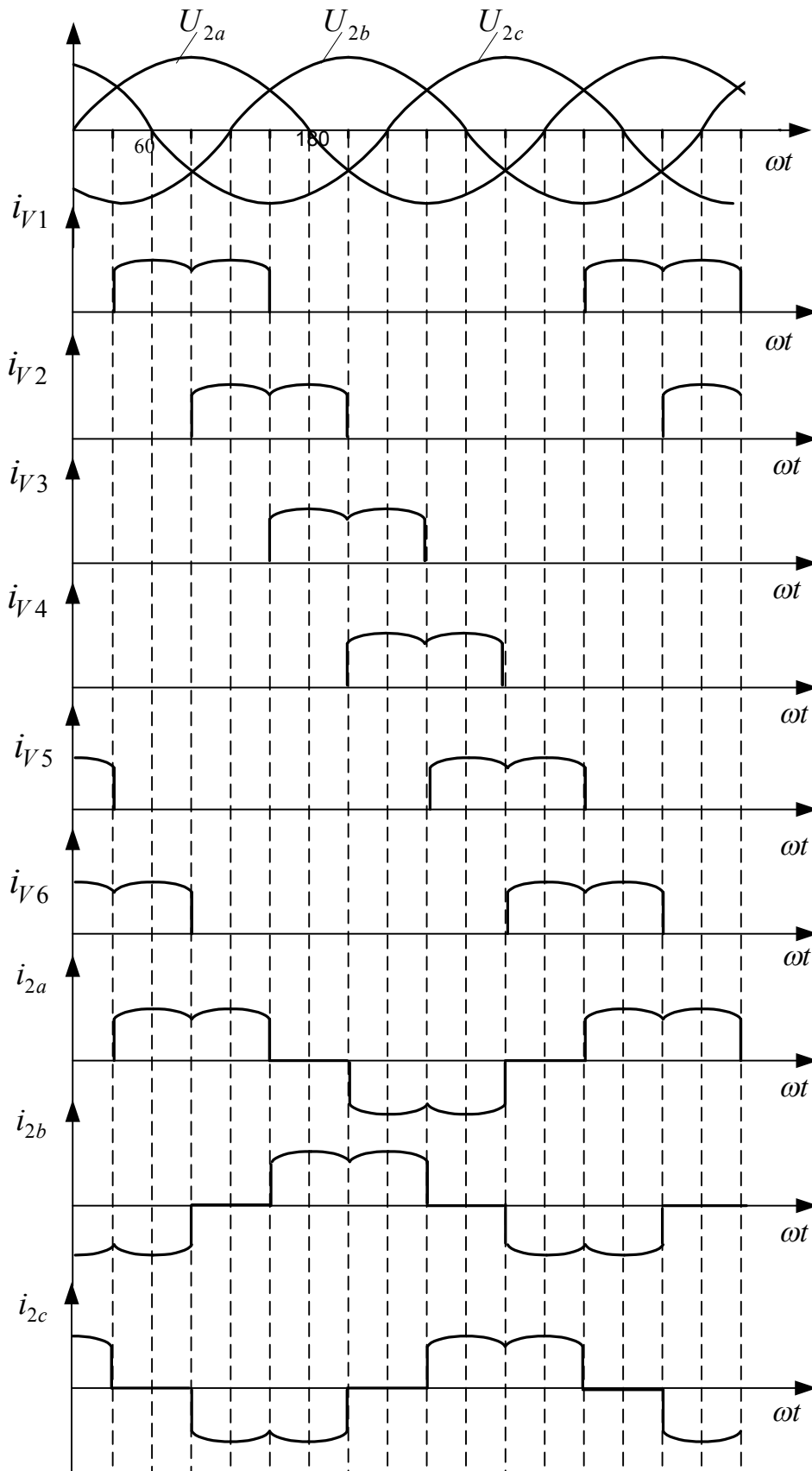


Рис. 5

Порядок их построения следующий:

6.1. Строим трехфазную систему переменных напряжений U_{2a} , U_{2b} , U_{2c} , сдвигая синусоиду фазы «b» на 120° электрических градусов относительно фазы «a», а синусоиду фазы «с» сдвигая еще на 120° 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.).

6.2. Определяем интервалы проводимости диодов, помня, что диоды верхней (катодной) группы проводят в тот момент, когда соответствующая фаза самая положительная, а диоды нижней (анодной) группы, — когда соответствующая фаза самая отрицательная. При этом включение — выключение диодов осуществляется в моменты равенства напряжений «соседних» фаз, которые называются точками естественной коммутации.

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

Например, ток диода VD1 на интервале от 30° до 90° определяется напряжением $U_{2ab} = U_{2a} - U_{2b}$, а на интервале от 90° до 150° — напряжением $U_{2ac} = U_{2a} - U_{2c}$ и так далее.

6.4. Форму фазного тока можно определить через токи диодов. Например, $i_{2a} = i_{V1} - i_{V4}$, $i_{2b} = i_{V3} - i_{V6}$, $i_{2c} = i_{V5} - i_{V2}$.

3.3 Задачи по работе выпрямителей на активно-индуктивную нагрузку

3.3.1 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 $\kappa_{\text{тр}} = \frac{U_1}{U_2} = 2,2$;

сопротивление нагрузки $R_d = 10 \text{ Ом}$;

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

Методика решения задачи.

Сначала формализуем исходные данные.

Дано:

$$U_1 = 220 \text{ В};$$

$$\kappa_{\text{тр}} = 2,2;$$

$$R_d = 10 \text{ Ом};$$

$$X_d \gg R_d;$$

$\eta = 1$ — коэффициент полезного действия выпрямителя

$$U_d, I_d, P_d, I_2, P_2, I_1, P_1, P_{\text{тр}}, I_V, I_{V\text{эф}}, I_{V\text{м}}, U_{\text{мобр}}, \Delta P_V = ?$$

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. 6.

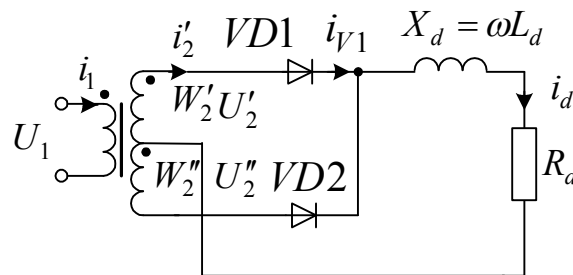


Рис. 6

Особенность выпрямителя, работающего на активно-индуктивную нагрузку при $X_d \gg R_d$, состоит в том, что ток i_d нагрузки идеально сглажен, причем $I_d = I_{\text{дм}} = I_{V\text{м}}$. Это приводит к то-

му, что соотношения, из которых находятся искомые величины, изменяются.

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

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

2. Выпрямленное напряжение для однополупериодных схем определим из формулы

$$U_d = 0,9U_2 = 90 \text{ В.}$$

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. Действующее значение тока вторичной обмотки находим из табличного соотношения

$$I_2 = 0,707I_d = 6,36 \text{ А.}$$

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

$$I_{1,\kappa_{\text{тр}}} = I_d \quad \Rightarrow \quad I_1 = \frac{I_d}{\kappa_{\text{тр}}} = \frac{9}{2,2} = 4,1 \text{ А.}$$

7. Габаритная мощность вторичных обмоток определяется по формуле

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

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

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

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

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

$$I_V = \frac{I_d}{2} = \frac{9}{2} = 4,5 \text{ А.}$$

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

$$I_{V\text{эф}} = I_2 = 6,36 \text{ А.}$$

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

$$I_{V\text{м}} = I_d = 9 \text{ А.}$$

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

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

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

15. Потери в одном венти́ле

$$\Delta P_V = I_V \cdot \Delta U_0 + I_V^2 \cdot r_{\text{дин}},$$

по условию задачи венти́ль идеален, т.е. $\Delta U_0 = 0$; $r_{\text{дин}} = 0$.

16. Временные диаграммы представлены на рис. 7.

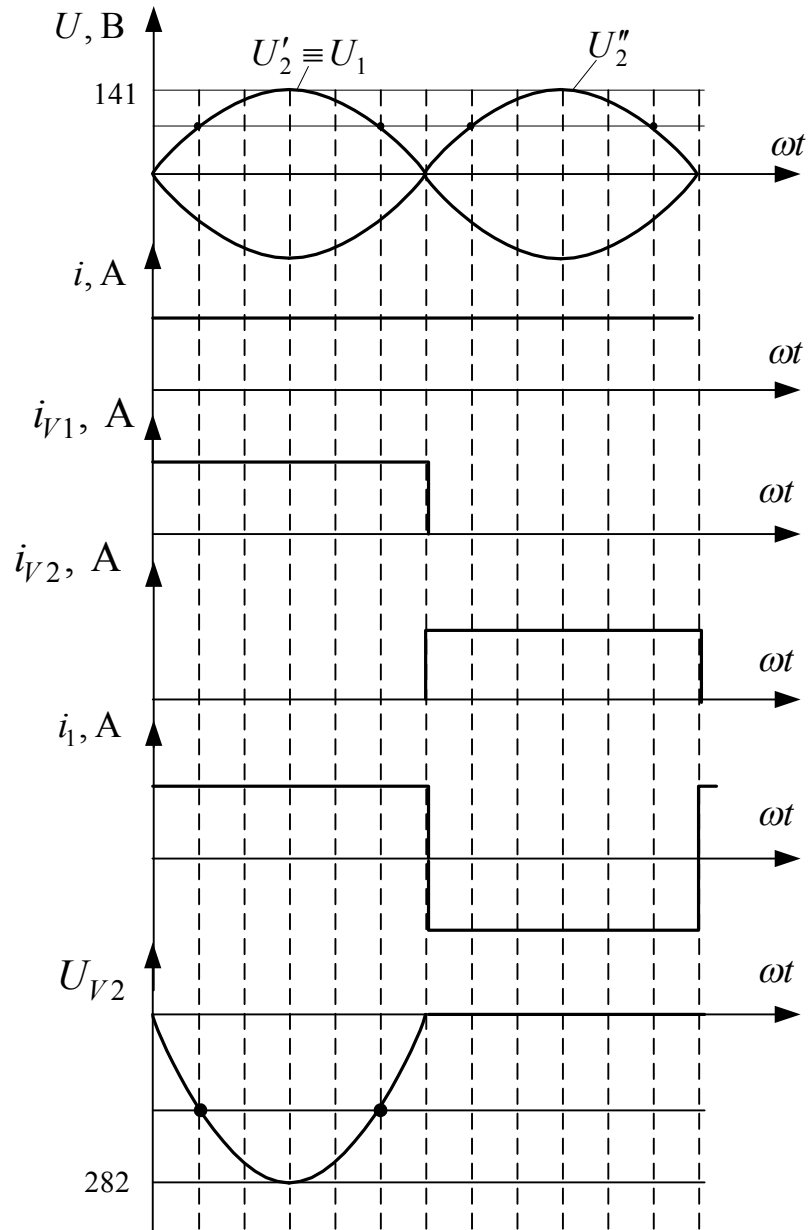


Рис. 7

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

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

16.2. При открытом вентиле VD1 (на первом полупериоде входного напряжения) ток i_d течет через VD1, а при открытом VD2 (на втором полупериоде) ток течет через VD2, поэтому сразу рисуем токи i_{V1} и i_{V2} .

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

$$i_1 W_1 = i_{V1} \cdot W_2' - i_{V2} \cdot W_2'' \Rightarrow$$

$$i_1 = i_{V1} \cdot \frac{W_2'}{W_1} - i_{V2} \cdot \frac{W_2''}{W_1} = \frac{1}{k_{тр}} (i_{V1} - i_{V2}).$$

16.4. Напряжение на вентиле VD2 при включенном VD1 равно сумме напряжений $U_2' + U_2''$ и равно нулю при включении VD2.

3.4 Задачи по работе выпрямителей на противо-ЭДС, активно-емкостную нагрузку

3.4.1 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 —
 $U_2 = 220 \text{ В}$;

напряжение противо-ЭДС — $E_0 = 220 \text{ В}$;

максимальное значение тока диода не более 10 А .

Методика решения задачи.

Дано:

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

Определить время «вступления» диода 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 в диодах в этом случае используют активные или индуктивные сопротивления. В качестве ограничивающих сопротивлений можно использовать активное и индуктивное сопротивления трансформатора, сопротивления диодов. 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 диоды идеальные, а ограничение амплитуды тока диодов достигается активным сопротивлением r , величину которого можно будет определить исходя из амплитудного значения тока диодов $I_{V_m} \leq 10 \text{ А}$.

3. И, наконец, время «вступления» диода в работу — это время, отсчитанное от точки естественной коммутации, которая для однофазных выпрямителей совпадает с точкой перехода на-

пряжения через нуль, до момента включения диода и начала протекания через него тока.

4. Теперь нарисуем схему рис. 8 и временные диаграммы, характерные для работы выпрямителя на противо-ЭДС, рис. 9.

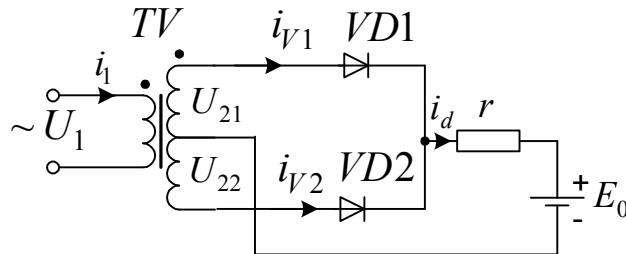


Рис. 8

Для построения временных диаграмм сделаем следующие допущения:

4.1. Напряжение на выходе диодов VD1, VD2 выпрямителя без противо-ЭДС будет равно U_{21} при включенном VD1 и U_{22} при включенном VD2.

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, большем чем E_0 .

4.4. Диоды VD1 или VD2 могут открываться только при $U_{21(2)} > E_0$. И когда один из диодов, например, VD1 откроется, то по контуру $U_{21} - VD1 - r - E_0$ 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 диодов i_{V1} , i_{V2} .

4.5. Ток первичной обмотки найдем из уравнения

$$i_1 = \frac{1}{k_{тр}} (i_{V1} - i_{V2}).$$

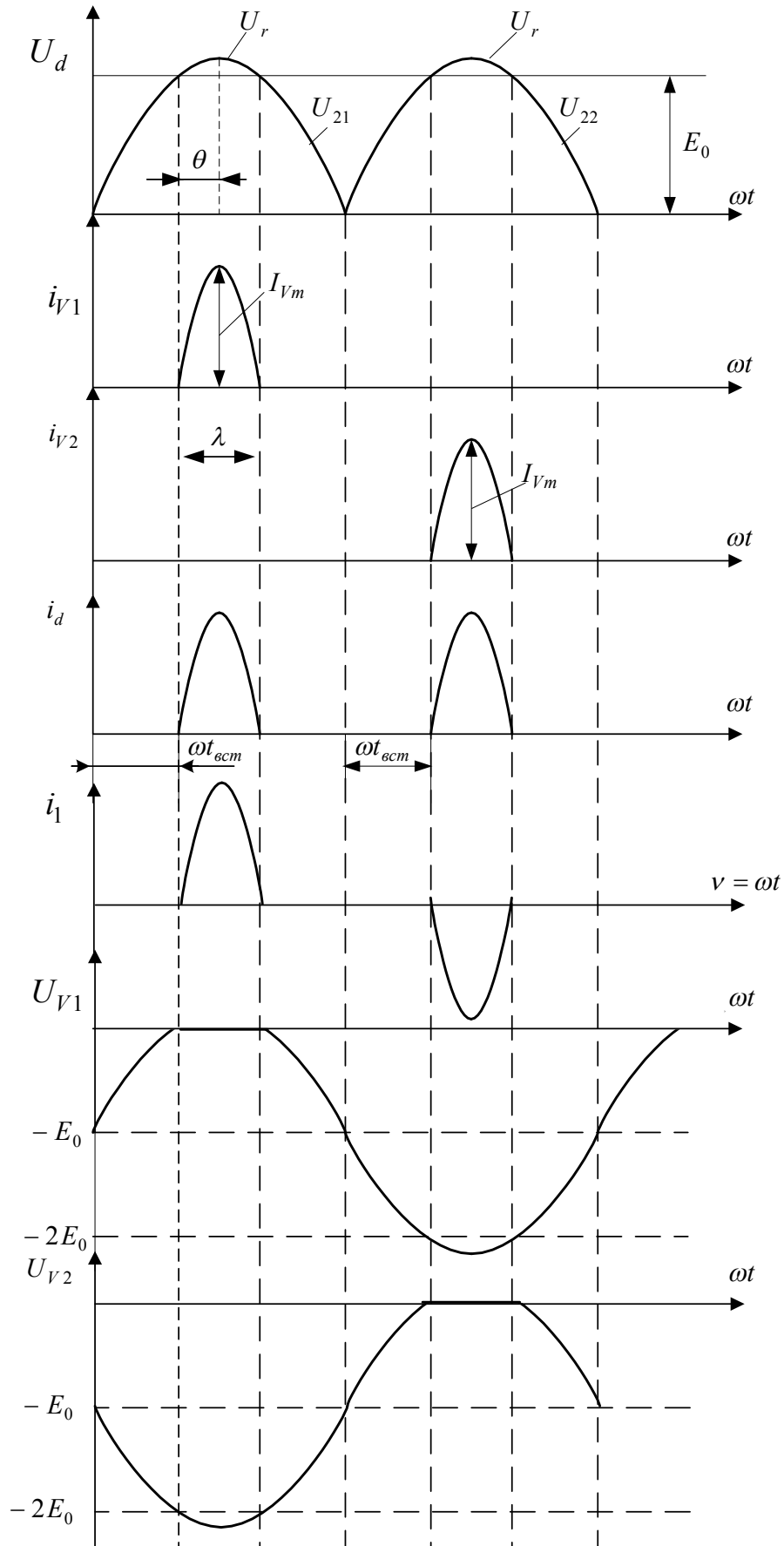


Рис. 9

4.6. Напряжение на вентилях VD1, VD2 найдем из следующих соображений:

- на положительном полупериоде U_{21} к диоду VD1 прикладывается напряжение $U_{V1} = E_0 - U_{21}$, а к диоду VD2 — $U_{V2} = E_0 + U_{21}$ до момента включения диода при угле отсечки Θ ;
- на интервале проводимости $\lambda = 2\Theta$ на диоде VD1 напряжение равно 0 (диод включен), а на диоде VD2 напряжение $U_{V2} = 2U_2$.

$$5. \quad I_{V_{m}} = \frac{U_{2m} - E_0}{r} = 10 \text{ A} \Rightarrow$$

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

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

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

$$7. \quad \omega t_{\text{вст}} + \theta = \frac{\pi}{2} \Rightarrow$$

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

$$t_{\text{вст}} = \frac{\pi}{4\omega}.$$

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.

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

а при частоте $f_{c1} = 400$ Гц

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

3.4.2 Рассчитать параметры трансформатора и диодов 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 $\kappa_{\text{п}}' = 3\%$. Мощность нагрузки $P_d = 1200$ Вт;

фазное напряжение сети $U_1 = 220$ В;

частота напряжения сети $f_c = 50$ 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. $\kappa_{\text{п}}' = 0,03$;

1.5. $U_1 = 220$ В;

1.6. $f_c = 50$ Гц

Определить: I_d , C , U_2 , $\kappa_{\text{тр}}$, I_2 , P_2 , I_1 , P_1 , $P_{\text{тр}}$, I_V , $I_{V\text{эф}}$, $I_{V\text{м}}$, $U_{\text{мобр}}$, ΔP_V , нарисовать временные диаграммы характерных величин.

2. Схема выпрямителя 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. 10).

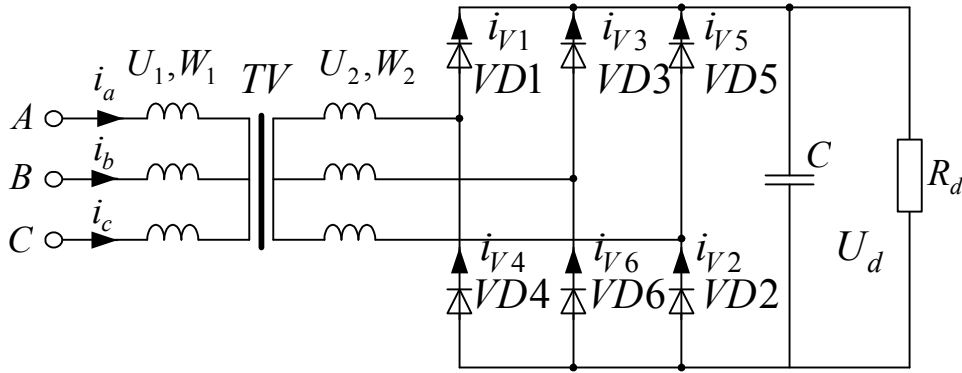


Рис. 10

2.2. Так как нагрузка с емкостным фильтром, то необходимо учесть в схеме параметры, ограничивающие ток диодов. По этому поводу в задаче ничего не сказано. Будем считать, что ток в диодах ограничивается активным и индуктивным сопротивлениями трансформатора (индуктивное сопротивление соответствует индуктивному сопротивлению рассеяния магнитного потока трансформатора), приведенными к вторичной обмотке. Тогда схема принимает вид, представленный на рис.11:

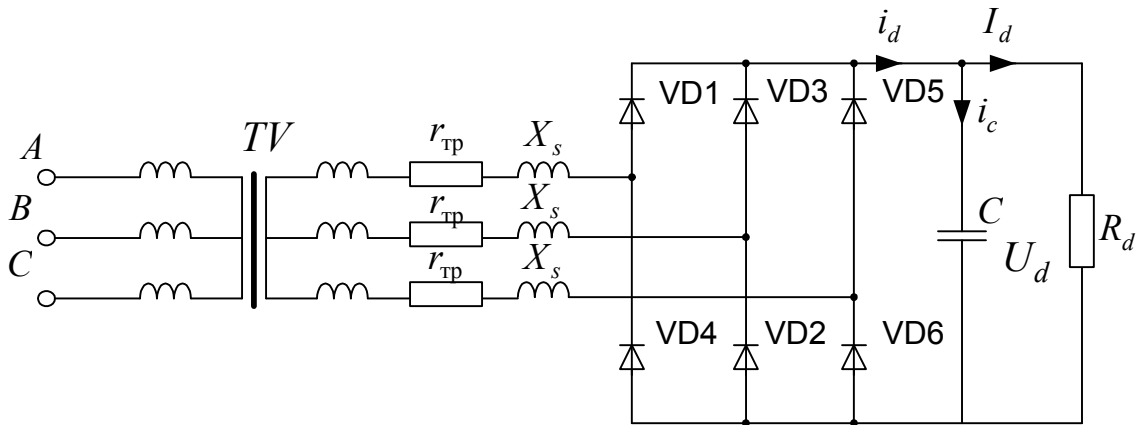


Рис. 11

3. Ток в диодах и в обмотках будет ограничиваться приведенными ко вторичной стороне 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 $\theta = 22^\circ$ или $0,384$ рад.

Определяем угол проводимости диода

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

7. Проверяем условие, чтобы угол проводимости диода 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 правомочен, ток в диодах будет иметь приближенно синусоидальную форму на угле λ проводимости диода.

Тогда можно нарисовать характерные диаграммы токов и напряжений в схеме, представленные на рисунке 12.

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 вентиляей; i_a, i_b, i_c — токи первичных обмоток трансформатора.

8. Определяем коэффициент

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

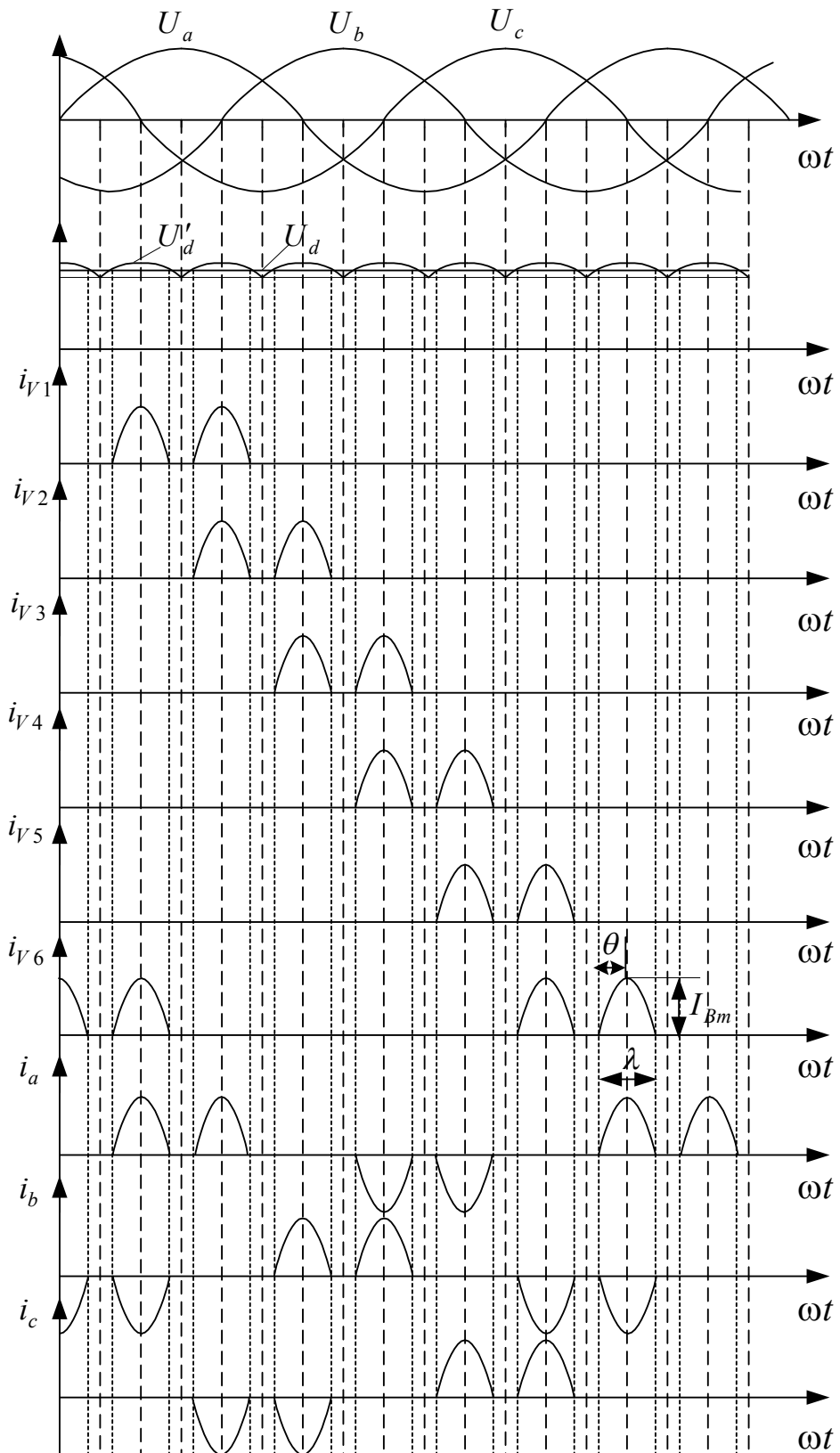


Рис. 12

9. Временные диаграммы токов и напряжений, характерные для трехфазного выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку приведены на рисунке 12.

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

$$B = 0,85.$$

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

вторичное напряжение (всегда включено два диода 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 вторичную обмотку за период в мостовой схеме равно нулю, т.е. подмагничивания нет.

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

$$M = \frac{I_{Vm}}{I_V} = \frac{I_{Vm} \cdot m}{I_d} = 7,3.$$

Тогда амплитудное значение тока диода

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

Здесь мы подставили $m = m_2 = 3$, т.к. периодичность тока в диоде 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 $A = 0,041$, $m_2 = m_{\Pi} = 6$, $x = 1$.

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

18. Тогда коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке определяем по формуле

$$\kappa_{\Pi 1} = \frac{H(A)}{r \cdot f \cdot C [\text{мкФ}]},$$

откуда можно найти емкость C [мкФ] при известном $\kappa_{\Pi 1} = 0,03$:

$$C [\text{мкФ}] = \frac{H(A)}{r \cdot f \cdot \kappa_{\Pi 1}} = \frac{600}{2,64 \cdot 50 \cdot 0,03} = 152 [\text{мкФ}].$$

19. Среднее значение тока диода

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

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

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

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

$$I_{V_m} = I_{2m} = 14,6 \text{ А.}$$

22. Максимальное обратное напряжение, прикладываемое к выключенному диоду:

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

23. Потери в одном диоде можно найти, если выбрать конкретный диод и аппроксимировать его вольтамперную характеристику.

По расчетным параметрам:

$$U_{\text{мобр}} = 215 \text{ В},$$

$$I_V = 2 \text{ А},$$

$$I_{V_m} = 14,6 \text{ А}$$

выбираем диод Т112-10-4 класса с параметрами $U_y = 4 \times 100 = 400 \text{ В}$, $I_{\text{мсп}} = 10 \text{ А}$ (при использовании без обдува радиатора можно использовать по току примерно на 30 %, что близко к нашей нагрузке).

24. Вольтамперная характеристика диода, приведенная на рисунке 13 — из справочника.

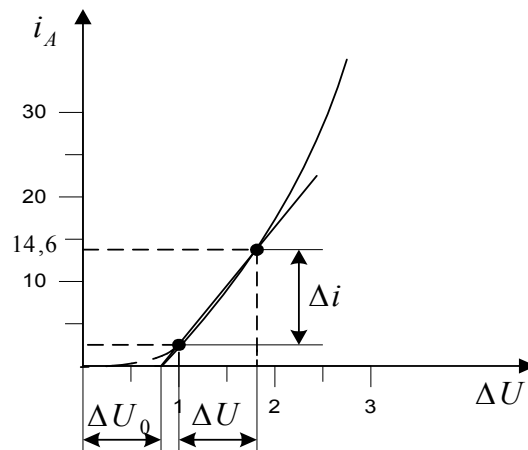


Рис. 13

Аппроксимируем ее прямой линией, проводя ее через две точки

$$i = I_{V_m} = 14,6 \text{ А} \text{ и } i = I_{\text{сп}} = 2 \text{ А};$$

$$\text{при } I_{V_{m1}} = 14,6 \quad \Delta U_{V1} = 1,7 \text{ В};$$

$$\text{при } I_{V_{m2}} = 2 \quad \Delta U_{V2} \cong 1 \text{ В}.$$

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

Динамическое сопротивление диода

$$r_{\text{дин}} = \frac{\Delta U}{\Delta i} = \frac{\Delta U_{V1} - \Delta U_{V2}}{I_{V_{m1}} - I_{V_{m2}}} = \frac{1,7 - 1}{14,6 - 2} = \frac{0,7}{12,6} = 55,6 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

25. Потери мощности на одном диоде

$$\Delta P_{V1} = I_V \cdot \Delta U_0 + I_{V\text{эф}}^2 \cdot r_{\text{дин}} = 2 \cdot 0,7 + 5^2 \cdot 55,6 \cdot 10^{-3} = 2,79 \text{ Вт.}$$

26. Потери мощности на всех диодах

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

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

$$k_{\text{п1}} = \frac{U_{\text{км}\sim}}{U_d} = 0,03 \Rightarrow$$

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

частота переменной составляющей

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

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

По этим данным из справочника [7. стр.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 $C_1 = 100 \text{ мкФ}$;

количество конденсаторов

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

28. Амплитуда переменной составляющей на частоте 50 Гц (см. [1]) для $C_1 = 100 \cdot 10^{-6}$ Ф, $U_{мд50} = 20$ В.

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

$$U_{мд} = U_{мд50} \cdot \kappa(f)n(T^{\circ}\text{C}) = 20 \cdot 0,25 \cdot 0,8 = 4 \text{ В.}$$

Итак, выбранный конденсатор по допустимым пульсациям не проходит.

Возможно несколько вариантов решения этой задачи:

29.1. 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. [7]), например, $C_1 = 2,2$ мкФ, у которого $U_{мд50} = 70$ В, тогда

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

$$U_{мд} = U_{мд50} \cdot \kappa(f)n(T^{\circ}\text{C}) = 70 \cdot 0,25 \cdot 0,8 = 14 \text{ В.}$$

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.

3.5 Задачи по выпрямителям с умножением напряжения (умножители напряжения)

3.5.1 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 $\kappa'_n = 0,03$.

1. Формализуем задачу.

Схема — несимметричный умножитель напряжения с четным числом ступеней умножения;

$$R_n = 100 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$U_1 = 220 \text{ В};$$

$$U_2 = 141 \text{ В};$$

$$p = 8;$$

$$\kappa'_n = 0,03;$$

$$f_c = 50 \text{ Гц}$$

$$U_n, I_y, P_n, \kappa_{тр}, I_2, P_2, I_1, P_1, P_{тр}, I_{Vi}, I_{Vmi}, \Delta P_{Vi},$$

$$U_{тобр}, U_{ci}, \Delta U_{ci}=?$$

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

2. Схема несимметричного умножителя напряжения с четным числом ступеней представлена на рис. 14.

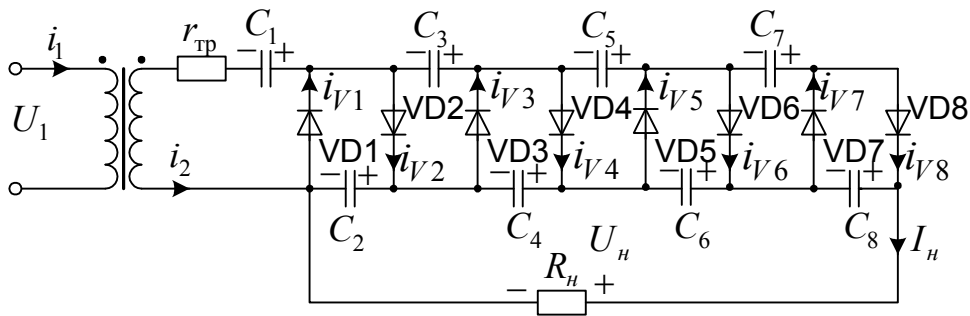


Рис. 14

3. Принцип работы схемы.

При отрицательной полярности напряжения на вторичной обмотке (+внизу) открывается диод VD1 и конденсатор C_1 заряжается до напряжения U_{d1} близкого к U_{2m} , при положительной полярности (+вверху) открывается диод VD2 и конденсатор C_2 заряжается до напряжения $U_{2m} + U_{C1} \approx 2U_{d1}$, и т.д. В установившемся режиме работы все конденсаторы будут заряжены с полярностью, указанной на схеме, причем

$$U_{C1} \approx U_{2m} \cdot \cos \theta = U_{d1}; U_{C2} = U_{C3} = \dots U_{C8} \cong 2U_{2m} \cdot \cos \theta = 2U_{d1}, \quad (1)$$

где θ — угол отсечки как у выпрямителя, работающего на емкость.

Причем в установившемся режиме работы при положительной полярности напряжения будут включены диоды с четными номерами, и будут заряжаться конденсаторы с четными номерами (к которым подключена нагрузка), а конденсаторы с нечетными номерами будут разряжаться токами заряда «четных» конденсаторов.

В отрицательный полупериод будут заряжаться конденсаторы с нечетными номерами, а конденсаторы с четными номерами будут разряжаться током нагрузки и токами заряда «нечетных» конденсаторов.

4. При таких допущениях можно определить токи диодов

$$\left. \begin{aligned}
 i_{V1} &= -\frac{U_{2m} \cos \omega t - U_{C1}}{r_{\text{тр}} + r_{V1}} = \frac{U_{2m} \cos \omega t - U_{d1}}{r_{\text{тр}} + r_{V1}}; \\
 i_{V2} &= +\frac{U_{2m} \cos \omega t + U_{C1} - U_{C2}}{r_{\text{тр}} + r_{V2}} = \frac{U_{2m} \cos \omega t - U_{d1}}{r_{\text{тр}} + r_{V2}}; \\
 i_{V3} &= -\frac{U_{2m} \cos \omega t + U_{C2} - U_{C3} - U_{C1}}{r_{\text{тр}} + r_{V3}} = \frac{U_{2m} \cos \omega t - U_{d1}}{r_{\text{тр}} + r_{V3}}; \\
 &\dots\dots\dots \\
 i_{V8} &= +\frac{U_{2m} \cos \omega t - U_{d1}}{r_{\text{тр}} + r_{V8}}.
 \end{aligned} \right\} (2)$$

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

$$\begin{aligned}
 i_{V\text{эф}} &= +\frac{U_{2m} \cos \omega t - U_{2m} \cos \theta}{r_{\text{тр}} + r_V} = \frac{U_{2m}}{r_{\text{тр}} + r_V} \cdot (\cos \omega t - \cos \theta) = \\
 &= \frac{U_{d1}}{r_{\text{тр}} + r_V} \cdot \left(\frac{\cos \omega t - \cos \theta}{\cos \theta} \right),
 \end{aligned} \quad (3)$$

где θ — угол отсечки.

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

для конденсатора C_8

$$\begin{cases} I_{\text{зар.}C8} = I_{V8} = I_V, \\ I_{\text{разр.}C8} = I_H, \end{cases} \quad (4)$$

$$I_{\text{зар.}C8} = I_{\text{разр.}C8} \Rightarrow I_V = I_H;$$

для конденсатора C_7

$$\begin{cases} I_{\text{зар.}C7} = I_{V7} = I_V = I_H, \\ I_{\text{разр.}C7} = I_{V8} = I_V = I_H; \end{cases} \quad (5)$$

для конденсатора C_6

$$\begin{cases} I_{\text{зар.}C6} = I_{V6} + I_{V8} = 2I_H, \\ I_{\text{разр.}C6} = I_{V7} + I_H = 2I_H; \end{cases} \quad (6)$$

для конденсатора C_5

$$\begin{cases} I_{\text{зар.}C5} = I_{V5} + I_{V7} = 2I_H, \\ I_{\text{разр.}C5} = I_{V6} + I_{V8} = 2I_H; \end{cases} \quad (7)$$

аналогично для конденсаторов C_4, C_3

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

для конденсаторов C_2, C_1

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

В общем случае для конденсаторов с четными номерами справедливо выражение

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

где $i = 2, 4, 6, \dots, 2j \dots p$.

Для конденсаторов с нечетными номерами

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

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 диода, равное среднему значению тока нагрузки, найдем из (3):

$$\begin{aligned} I_{\text{H}} = I_{\text{V}} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{U_{\text{d1}}}{(r_{\text{тр}} + r_{\text{V}}) \cos \theta} (\cos v - \cos \theta) dv = \\ &= \frac{U_{\text{d1}}}{\pi(r_{\text{тр}} + r_{\text{V}})} [\text{tg}\theta - \theta]. \end{aligned} \quad (13)$$

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

$$I_{\text{H}} = \frac{U_{\text{H}}}{\pi \cdot p(r_{\text{тр}} + r_{\text{V}})} [\text{tg}\theta - \theta],$$

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

$$A = \text{tg}\theta - \theta = \frac{\pi p(r_{\text{тр}} + r_{\text{V}}) \cdot I_{\text{H}}}{U_{\text{H}}} = \frac{\pi p(r_{\text{тр}} + r_{\text{V}})}{R_{\text{H}}}. \quad (14)$$

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

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

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

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

11. Ток нагрузки, ориентировочно,

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

12. Выбираем диоды типа 2Д215Б с параметрами [8]. Максимально допустимое обратное напряжение диода

$$U_{\text{мдоп.}} = 600 \text{ В.}$$

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

$$I_{\text{пр.мах}} = 1 \text{ А,}$$

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

$$I_{\text{пр.мах}} = 0,2 \text{ А.}$$

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

$$I_{\text{пр. имп}} = 3 \text{ А.}$$

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

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

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

Прямое падение напряжения на диоде при максимальном токе

$$\Delta U_{\text{пр.мах}} = 1,2 \text{ В.}$$

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

$$\Delta U_0 \approx 0,6 \text{ В.}$$

Тогда динамическое сопротивление диода приблизительно

$$r_V = \frac{\Delta U_{\text{пр.мах}} - \Delta U_0}{I_{\text{пр.мах}}} = \frac{1,2 - 0,6}{1} = 0,6 \text{ Ом.}$$

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

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

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

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

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)

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

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 диода

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

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

$$\frac{U_2}{U_{\text{н}}} = \frac{B(A)}{p} \Rightarrow \quad (16)$$

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

17. Ток нагрузки уточненный

$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} = \frac{1556}{100 \cdot 10^3} = 15,56 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

Видно, что ток практически не отличается от ранее определенного.

18. Ток вторичной обмотки трансформатора в положительный период напряжения равен сумме токов «четных» диодов, а в отрицательный — «нечетных», что дает при четном числе ступеней умножения p

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

При нечетном числе ступеней умножения в токе вторичной обмотки появится постоянная составляющая, равная среднему току одного диода, 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 диод, по аналогии с однополупериодным выпрямителем

$$I_V = D(A) \cdot I_H, \quad (18)$$

где $D(A)$ — коэффициент формы тока диода.

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 диода и протекает в оба полупериода, то

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

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

$$M = \frac{I_{Vm}}{I_H} \cong 10,5 \Rightarrow$$

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

что для выбранных диодов 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

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

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

откуда

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

22. Габаритная мощность трансформатора,

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

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

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

для конденсатора C_6

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

потому что ток заряда-разряда равен $2I_H$

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

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

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

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

25. В общем случае размах пульсаций напряжения на нагрузке

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

26. Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке, определенный как

$$\kappa_{\Pi}' = \frac{\Delta U_H}{2 \cdot U_H} = \frac{p(p+2) \cdot I_H}{32f_c \cdot C \cdot U_H} = \frac{p(p+2)}{32f_c \cdot C \cdot R_H}, \quad (27)$$

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

27. Тогда емкость конденсатора одной ступени будет равна

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

Суммарная емкость всех конденсаторов умножителя будет равна

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

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

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

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

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

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

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 на 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 [7], предназначенные для работы в цепях постоянного и пульсирующего токов, со следующими электрическими параметрами:

номинальная емкость и допускаемое отклонение

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

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

номинальное постоянное напряжение

$$U_{\text{ном}} = 450 \text{ В};$$

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

$$U_{mV50} = 10 \text{ В};$$

интервал рабочих температур

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

тангенс угла потерь

$$\text{tg}\delta = 0,1;$$

ток утечки при максимальной температуре

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

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

$$U_{C\sim m} = 18,8 \text{ В} > U_{mV50} = 10 \text{ В,}$$

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 $C_1 \div C_8$ одинаковый размах пульсаций. В общем случае размах пульсаций на последней ступени умножения

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

31. Тогда размах напряжения на нагрузке

$$\Delta U_{H1} = \frac{p}{2} \Delta U = \frac{p \cdot I_H}{4f_c \cdot C_p}, \quad (30)$$

что дает для коэффициента пульсаций на нагрузке

$$\kappa'_H = \frac{\Delta U_{H1}}{2 \cdot U_H} = \frac{p \cdot I_H}{8f_c \cdot C_p \cdot U_H} = \frac{p}{32f_c \cdot C_p \cdot R_H}, \quad (31)$$

где C_p — емкость последней ступени умножения.

Из выражения (30) можно определить емкость последней ступени умножения

$$C_p = \frac{p}{8f_c \cdot \kappa'_H \cdot R_H}. \quad (32)$$

33. Для конденсаторов с четными номерами

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

аналогично для конденсаторов с нечетными номерами

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

34. Тогда суммарная емкость C_Σ конденсаторов будет равна

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

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

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

$$C_8 = C_p = \frac{p}{8f_c \cdot \kappa'_{II} \cdot R_H} = \frac{8}{8 \cdot 50 \cdot 0,03 \cdot 100 \cdot 10^3} = 6,7 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

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

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

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

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

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

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

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 на 50 Гц — 14 В.

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

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

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

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)

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

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

3.6 Задачи по фильтрам для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения

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

Исходные данные:

1. Фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора $U_2 = 440 \text{ В}$.
2. Частота питающей сети $f_c = 50 \text{ Гц}$.
3. Коэффициент пульсаций на нагрузке $k'_\Pi = 2\%$.
4. Сопротивление нагрузки $R_H = 315 \text{ Ом}$.

5. Потери в выпрямителе отсутствуют.

1. Формализуем задание.

Дано:

$$U_2 = 440 \text{ В};$$

$$f_c = 50 \text{ Гц};$$

$$\kappa_{\Pi}' = 2\%;$$

$$R_H = 315 \text{ Ом};$$

$$\eta = 1$$

$$L, I_d, I_{d\sim}, U_{d\sim}, f_1, P_{др}, r_{др}, I_{др}, C, U_{C\sim}, U_{C\text{ном}} = U_d, U_{C\text{max}} = ?$$

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 $I_{др}$ дросселя, переменную составляющую напряжения $U_{d\sim}$, определяющую габаритную мощность дросселя $P_{др}$ и частоту f_1 первой гармоники, активное сопротивление $r_{др}$ 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. 15.

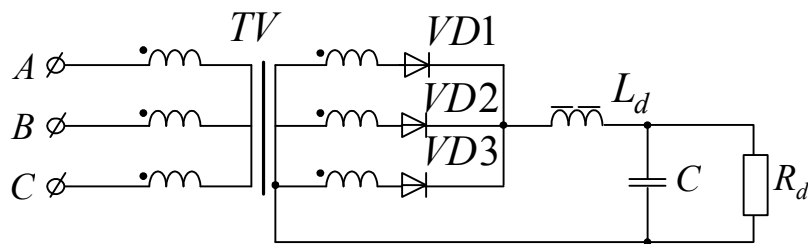


Рис. 15

2. Выпрямленное напряжение

$$U_d = 1,17U_2 = 630 \text{ В.}$$

3. Коэффициент пульсаций на входе фильтра, начинающегося с дросселя, $\kappa' = 25\%$.

4. Коэффициент сглаживания, который должен обеспечить фильтр,

$$\kappa_{\text{сгл.}} = \frac{\kappa_{\Pi}}{\kappa'_{\Pi}} = \frac{25}{2} = 12,5.$$

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 необходимо 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

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

8. Тогда величина емкости определяется как

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

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 границу 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

$$Z_{\phi} = X_L - X_C = 92,4 - 6,98 = 85,42 \text{ Ом.}$$

16. Амплитуда переменной составляющей тока дросселя определится как

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

Учитывая, что $\frac{U_{1m}}{U_d} = \kappa_{\text{н}} = 0,25$, находим

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

Отсюда

$$I_{d\sim} = \frac{157,5}{85,42} \approx 1,8 \text{ А.}$$

17. Действующее значение тока дросселя определим по формуле

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

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

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

Габаритная мощность дросселя

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

19. Таким образом, получим следующие параметры дросселя фильтра:

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

По этим расчетным параметрам нужно выбрать или спроектировать дроссель.

20. Номинальное напряжение на конденсаторе равно выпрямленному напряжению

$$U_{\text{Сном}} = U_{\text{d}} = 630 \text{ В.}$$

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

$$U_{\text{Сmax}} = U_{\text{d}} + I_{\text{d}} \cdot \rho = 630 + 2 \cdot 25,6 = 682 \text{ В.}$$

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

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

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

3.7 Задачи по явлению коммутации в выпрямителях, по падению напряжения от коммутации, по внешним характеристикам выпрямителей при различных нагрузках

3.7.1 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 $17,8 \cdot 10^{-3}$ Гн и $0,66 \cdot 10^{-3}$ 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. $U_{1\phi} = 220$ В;
- 1.4. $f_c = 50$ Гц;
- 1.5. $\kappa_{тр} = 5,15$;
- 1.6. $I_d = 25$ А;
- 1.7. $L_{S1} = 17,8 \cdot 10^{-3}$ Гн;
- 1.8. $L_{S2} = 0,66 \cdot 10^{-3}$ Гн.

$U_d = ?$ Построить внешнюю характеристику.

2. Нарисуем схему выпрямителя с обозначением соответствующих токов и напряжений, рис. 16.

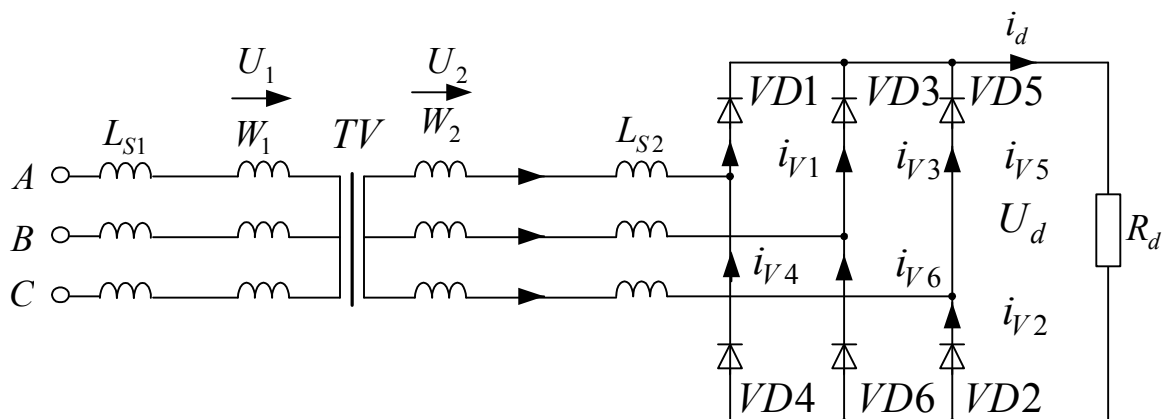


Рис. 16

3. 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

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

Изменится соответственно и схема, рис. 17.

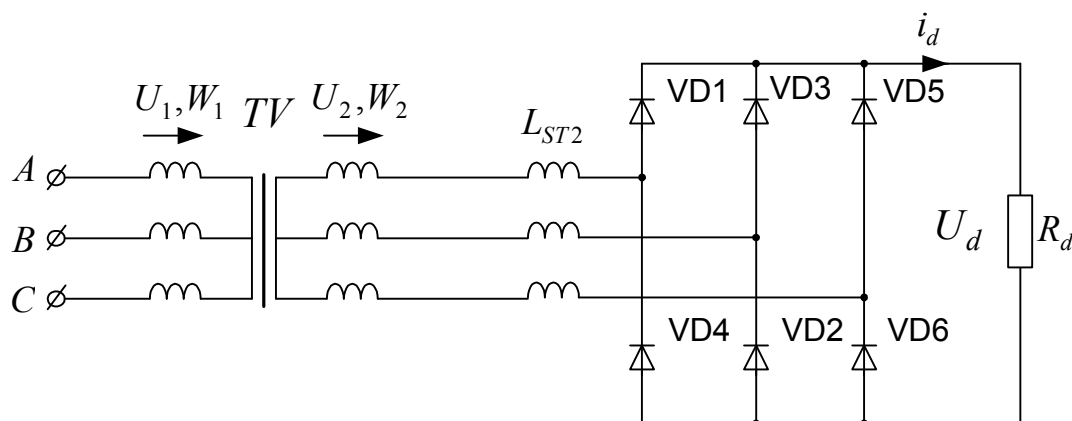


Рис. 17

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

5. Вторичное напряжение (действующее значение)

$$U_2 = \frac{U_1}{\kappa_{\text{тр}}} = \frac{220}{5,15} = 42,72 \text{ В.} \quad (1)$$

Тогда напряжение холостого хода

$$U_{\text{д хх}} = \frac{U_2}{0,43} \approx 100 \text{ В.} \quad (2)$$

6. При увеличении тока нагрузки напряжение на выходе выпрямителя будет уменьшаться за счет падения напряжения на коммутацию, обусловленного индуктивностью рассеяния $L_{\text{СТ2}}$.

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

$$\Delta U_{\text{х ср.т}} = \frac{I_{\text{д}} \cdot X_{\text{СТ}}}{\left(\frac{2\pi}{m}\right)}, \quad (3)$$

где $X_{\text{СТ}} = 2\pi f_c \cdot L_{\text{СТ2}} = 2\pi \cdot 50 \cdot 1,33 \cdot 10^{-3} = 0,418 \text{ Ом}$ — индуктивное сопротивление рассеяния.

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

$$\Delta U_{\text{х м}} = 2 \cdot \frac{I_{\text{д}} \cdot X_{\text{СТ}}}{\frac{2\pi}{m}} = 2 \cdot \frac{25 \cdot 0,418}{\frac{2\pi}{3}} = 9,98 \text{ В} \approx 10 \text{ В.} \quad (4)$$

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

$$U_{\text{д ном}} = U_{\text{д хх}} - \Delta U_{\text{х м}} = 100 - 10 = 90 \text{ В.} \quad (5)$$

8. Следует обратить внимание, что выражение (3) справедливо и является точным при активно-индуктивной нагрузке, причем $L_{\text{д}}/R_{\text{д}} \rightarrow \infty$. Для активной нагрузки простого и точного выра-

жения нет, поэтому в данном случае это выражение и полученные результаты будут приближенными.

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

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

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

Это будет прямая с отрицательным наклоном, как показано на рис. 18.

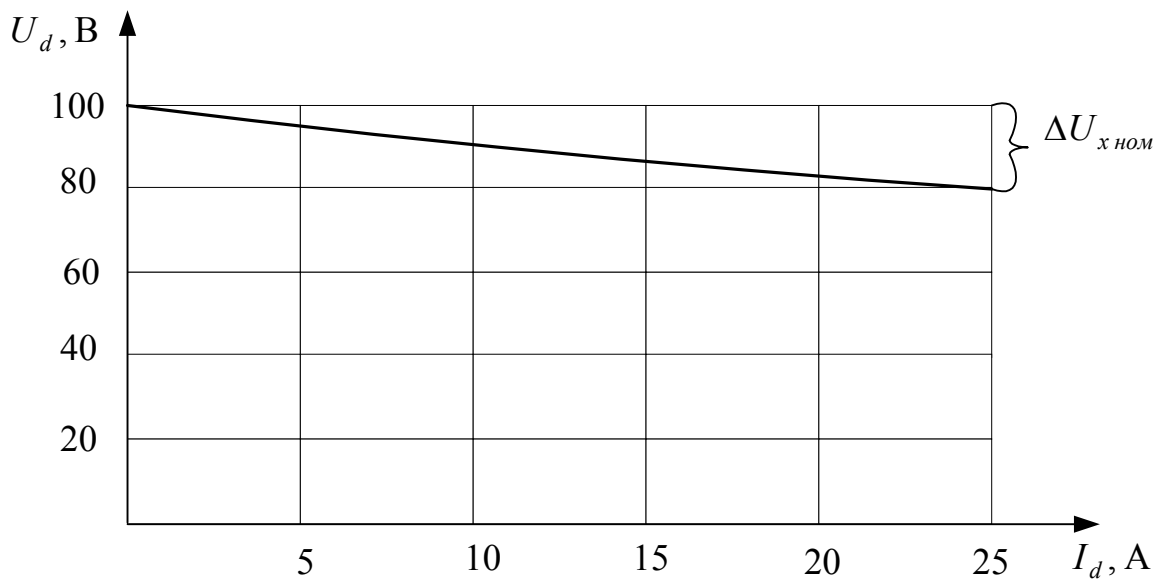


Рис. 18

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 $\gamma_x^\circ = 30^\circ$.

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° .

13. Вспомним, что положительная огибающая многофазных напряжений является выходным напряжением «верхнего» нулевого выпрямителя, а отрицательная — «нижнего». Выходное напряжение равно разности

$$U_{d \text{ "верхнего"}} - (-U_{d \text{ "нижнего"}}) = U_{d \text{ "верхнего"}} + U_{d \text{ "нижнего"}}.$$

14. 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 $\gamma_x^\circ = 30^\circ$.

15. Суммируем $U_{d \text{ "верхнего"}}$ и $U_{d \text{ "нижнего"}}$ и получаем выходное напряжение мостового выпрямителя при учете коммутации. Там же, на рис. 19, показаны токи соответствующих диодов.

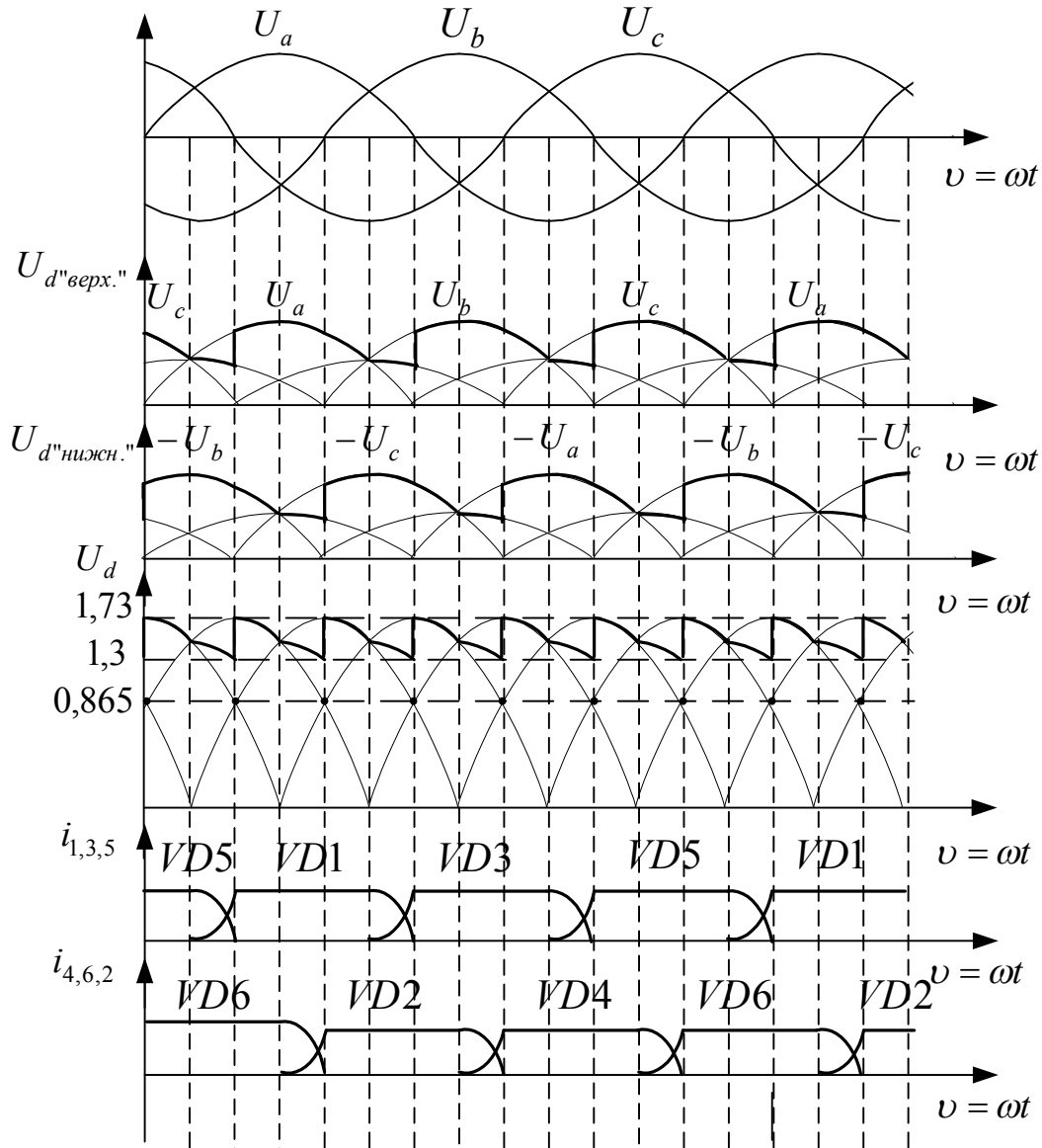


Рис. 19

3.8 Задачи по управляемым выпрямителям

3.8.1 Рассчитать угол управления тиристорами и ток первичной обмотки однофазного выпрямителя со средней точкой, работающего на активную нагрузку 6 Ом, если фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора равно 100 В, а в нагрузке протекает ток 10 А, причем фазное напряжение сети равно 220 В. Потерями в выпрямителе пренебречь. Нарисовать временные диаграммы характерных токов и напряжений.

1. Формализация задачи.

Схема — однофазная со средней точкой;

Потери — нет ($r_{2T} = 0$, $X_{ST} = 0$, $\Delta U_0 = 0$);

Нагрузка — активная;

$U_1 = 220$ В;

$U_2 = 100$ В;

$R_d = 6$ Ом;

$I_{d\alpha} = 10$ А

α , $I_1 = ?$

2. Рисуем схему выпрямителя, рис. 20.

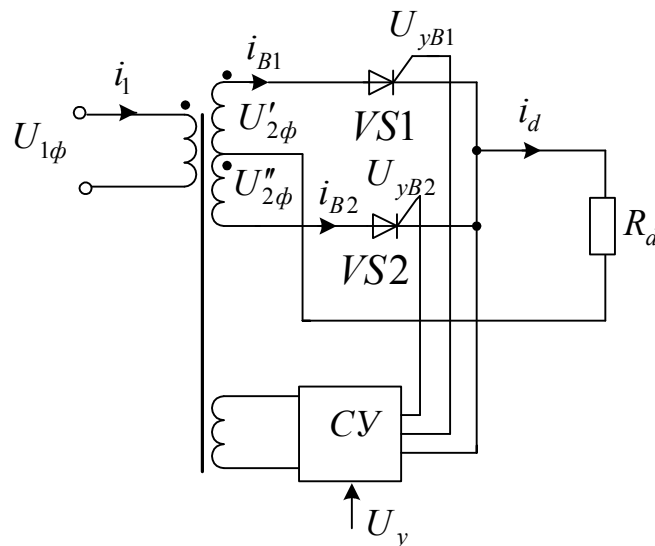


Рис. 20

3. Строим временные диаграммы токов и напряжений, представленные на рис. 21, в следующей последовательности:

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) отсчи-

тываем угол α управления и строим короткие импульсы управления, подаваемые на тиристоры VS1 и VS2.

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

$$i_1 W_1 - i_{V1} W_2 + i_{V2} W_2 = 0 \Rightarrow$$

$$i_1 = \frac{1}{k_{тр}} (i_{V1} - i_{V2}).$$

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

– на интервале $0 - \alpha$, когда оба тиристора выключены, суммарное напряжение вторичных обмоток делится пополам, так что к одному тиристору, например, VS1 прикладывается прямое напряжение $U'_{2\phi}$, а к вентилю VS2 — обратное, равное $U''_{2\phi}$;

на интервале времени $\alpha - \pi$ тиристор VS1 включается и напряжение на нем становится равным нулю, а к тиристору V2 прикладывается удвоенное напряжение $U'_{2\phi} + U''_{2\phi}$; далее процессы повторяются.

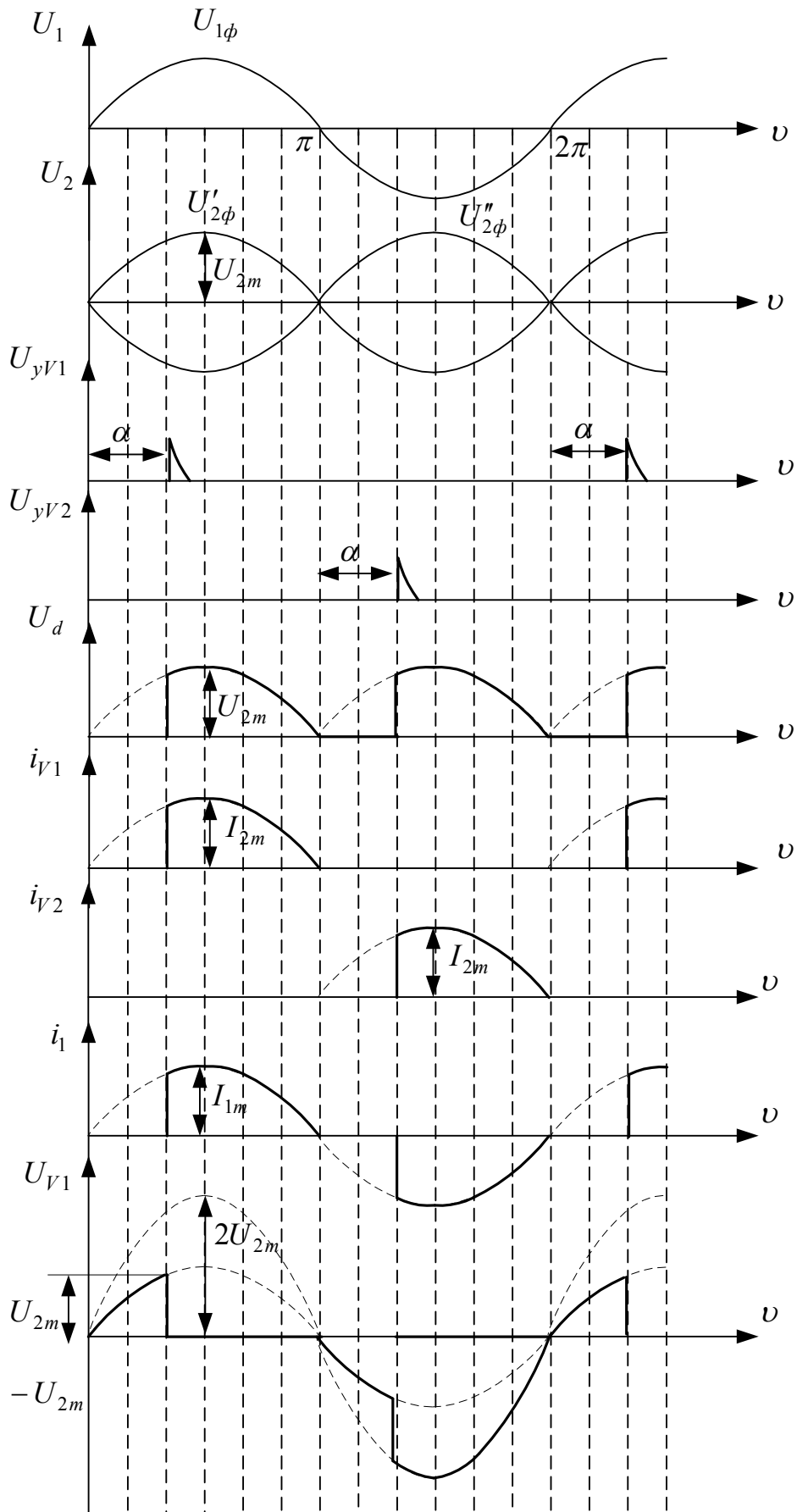


Рис. 21

4. Находим среднее значение выпрямленного напряжения при некотором угле управления тиристорами α

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

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

$$U_{d\alpha} = \frac{0,9U_2(1 + \cos \alpha)}{2}, \quad (1)$$

откуда можно найти угол управления тиристорами.

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

$$U_{d0} = 0,9U_2 = 90 \text{ В,}$$

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

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

$$\Rightarrow \alpha = \arccos \left[\frac{120}{100} - 1 \right] = 1,231 \text{ рад,}$$

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

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

$$k_{\text{тр}} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{220}{100} = 2,2.$$

8. Действующее значение тока первичной обмотки при чисто активной нагрузке в схеме выпрямителя без потерь

$$I_1 = \frac{2I_d}{0,9k_{\text{тр}}(1 + \cos \alpha)} = \frac{2 \cdot 10}{0,9 \cdot 2,2 \cdot (1 + 0,33)} = 7,5 \text{ А.}$$

3.8.2 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° . 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. $R_d = 10$ Ом;
- 1.4. $I_d = 10$ А;
- 1.5. $\alpha^\circ = 60^\circ$

$U_2 = ?$ Построить 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.

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 тиристорами α — VS1, VS2, ..., VS6. При этом помним, что угол α управления соответствующим вентилем измеряется от точки естественной коммута-

ции (ТЕК) соответствующего тиристора до момента включения этого тиристора. Так, для тиристора VS1 интервал его естественной работы — «положительность» фазы А, для VS3 — фазы В, для VS5 — фазы С, для VS4 — «отрицательность» фазы А, для VS6 — фазы В, для VS2 — фазы С.

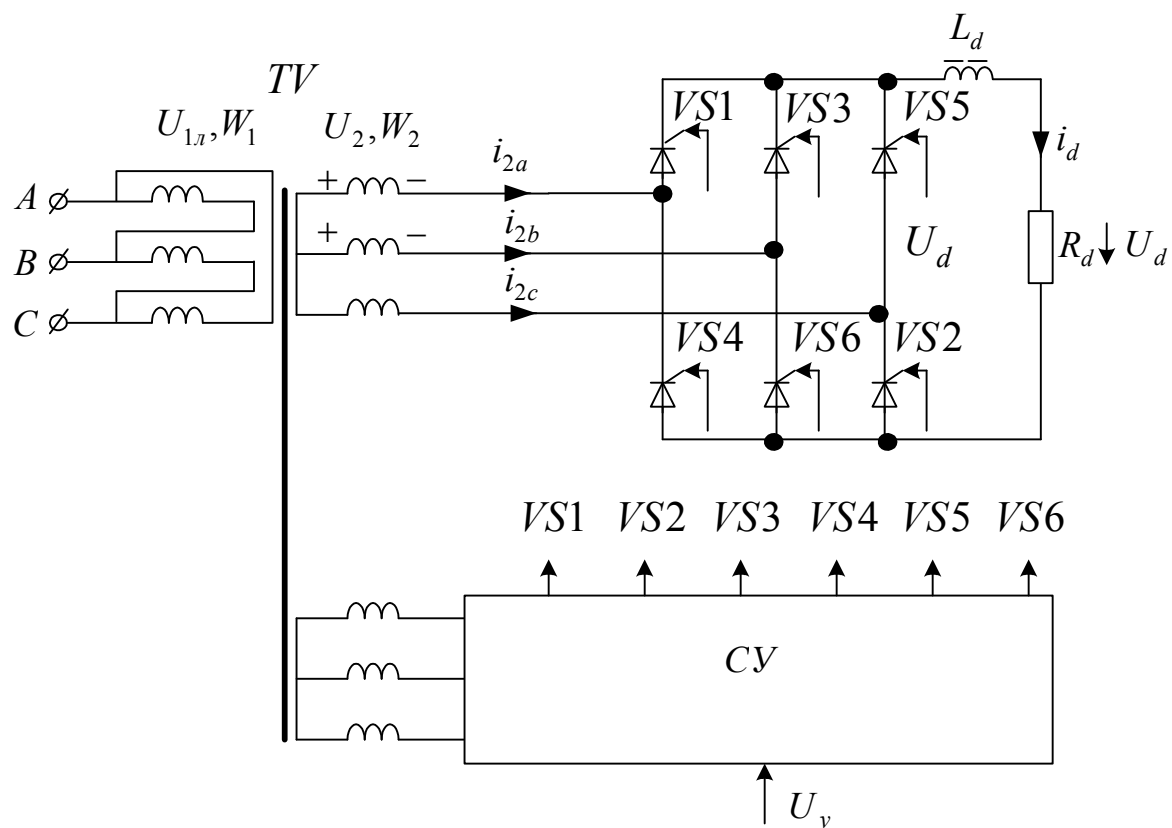


Рис. 22

3.3. Выпрямленное напряжение $U_{d\text{Выпр}}$ на выходе тиристорного комплекта (на входе сглаживающего фильтра) равно линейному напряжению вторичных обмоток трансформатора в соответствии с тем, какие тиристоры включены. Среднее значение напряжения $U_{d\text{Выпр.ср}}$ — 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 вентиля — ведь через них протекает ток I_d . Однако нужно учесть, что ток в соответствующем тиристоре задержан на угол α относительно своей ТЕК. Угол проводимости каждого из

тиристоров по-прежнему равен 120° . Момент выключения тиристора определяется углом включения следующего тиристора в катодной или анодной группе.

3.5. Имея диаграммы токов тиристорov легко построить токи вторичных и первичных обмоток трансформатора.

3.6. Обратите внимание, что через 60° управляющий импульс на каждый из тиристорov 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. 23 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 $\alpha = 0^\circ$ для трехфазного мостового выпрямителя

$$U_{d0} = \frac{U_2}{0,43}. \quad (3)$$

7. Подставляем (1) и (3) в (2) и получаем

$$I_{d\alpha} \cdot R_d = \frac{U_2}{0,43} \cos \alpha,$$

откуда

$$U_2 = \frac{0,43 I_{d\alpha} R_d}{\cos \alpha} = \frac{0,43 \cdot 10 \cdot 10}{\cos 60^\circ} = 86 \text{ В.}$$

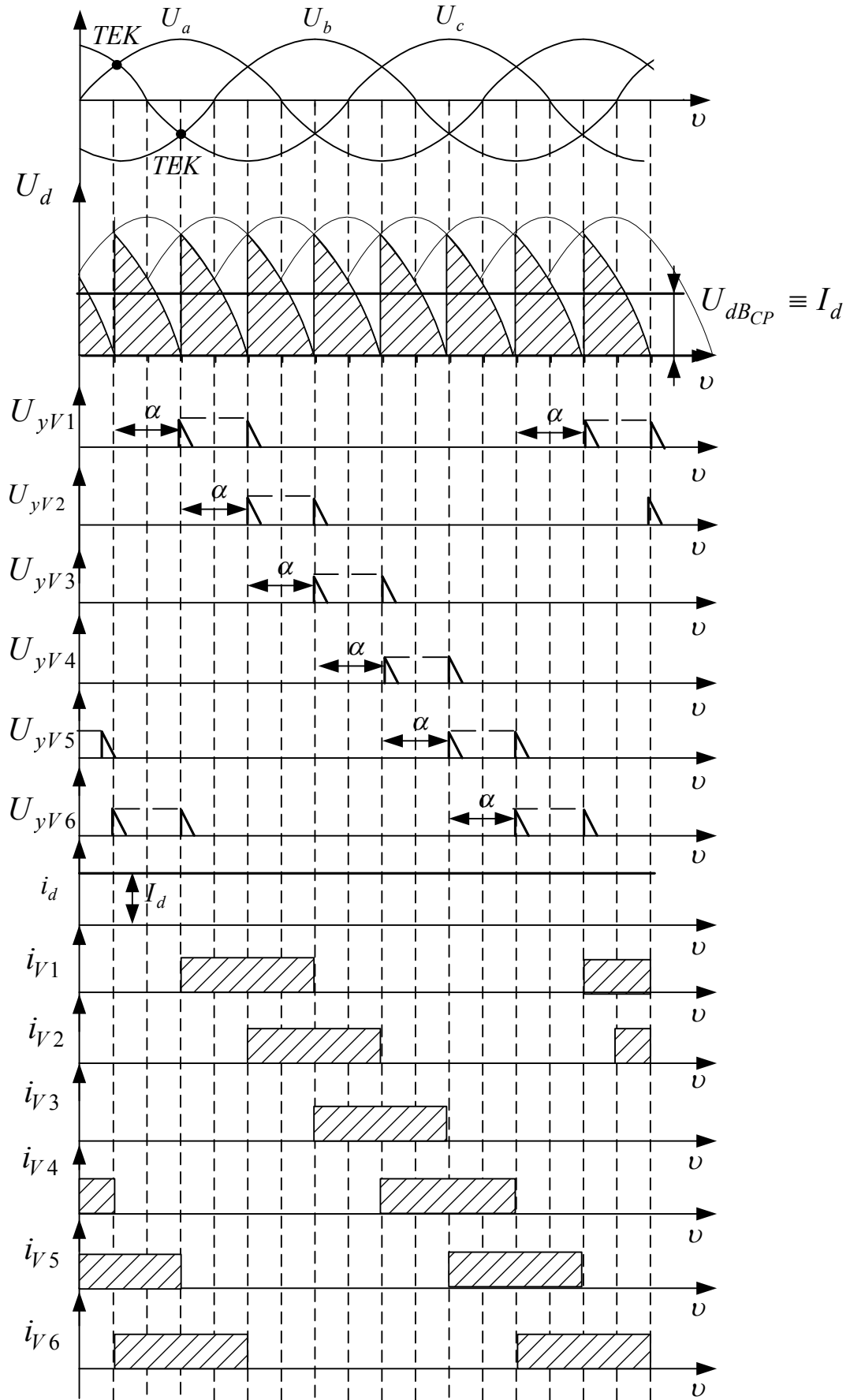


Рис. 23

3.8.3 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 100В, угол управления тиристорами равен 60° . 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. $\Delta U_r = 0$; $\Delta U_x = 0$; $\Delta U_0 = 0$

$I_d = ?$ Построить временные диаграммы.

2. Схема выпрямителя. Не указана схема соединения первичных обмоток трансформатора. Принимаем схему звезда-звезда.

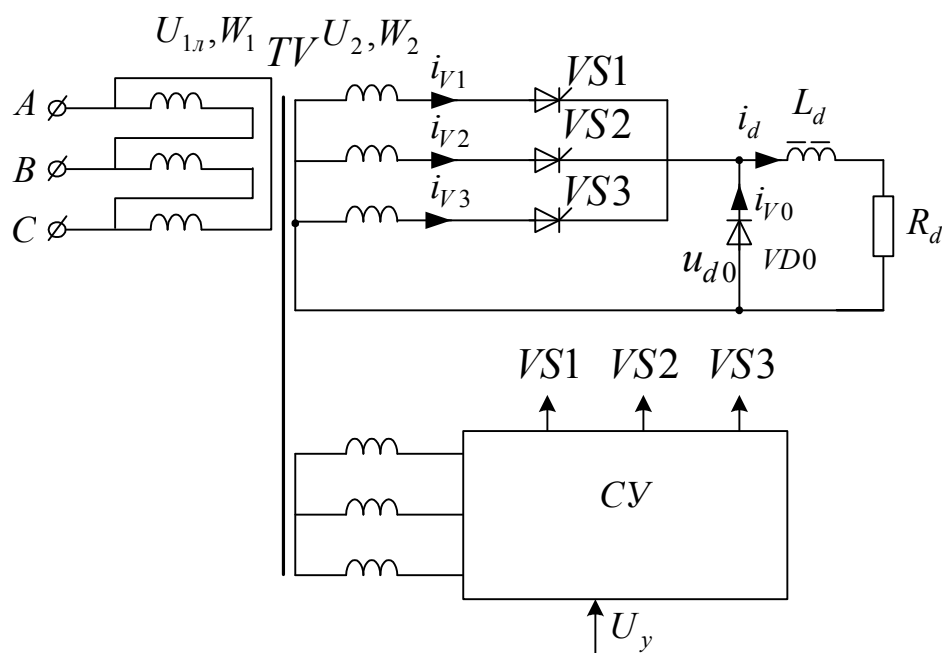


Рис. 24

3. Прокомментируем построение временных диаграмм на рис. 25.

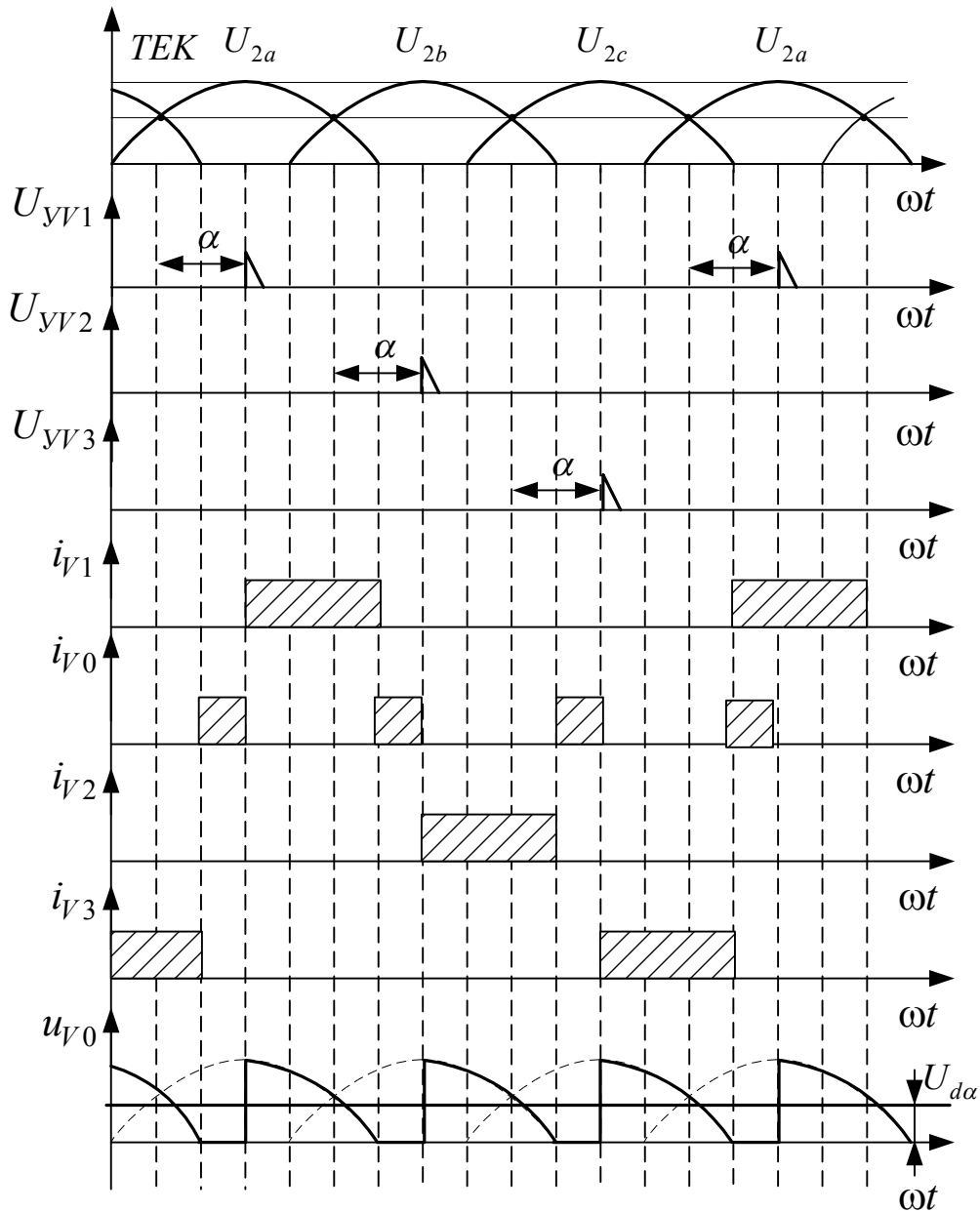


Рис. 25

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 углам управления соответствующих тиристоров.

3.3. При допущении $L_d \rightarrow \infty$ ток вентиляй идеально сглажен. Угол проводимости вентиляй λ изменяется от $\lambda=120^\circ$ при $\alpha=0^\circ$ до $\lambda=0^\circ$ 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 λ_{Vi} и диода λ_{V0} равна 120° .

3.6. Напряжение на нулевом диоде U_{V0} представляет собой «положительные» части соответствующих фазных напряжений. А на нагрузке R_d 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 $\alpha = 0^\circ$ 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

$$I_{d\alpha} = \frac{U_{d\alpha}}{R_d} = \frac{67,5}{5} = 13,5 \text{ А}.$$

3.9 Задачи по инверторам, ведомым сетью (зависимым инверторам)

3.9.1 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° ;

время восстановления запирающих свойств тиристора не более $300 \cdot 10^{-6}$ сек.

Нарисовать структурную схему инвертора, принципиальную схему силовой цепи и характерные временные диаграммы, определить предельное значение инвертируемого 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;

$$U_1 = 220 \text{ В};$$

$$U_2 = 150 \text{ В};$$

$$L_{\text{стр}} = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$r_{\text{тр}} = 0;$$

$$\beta = 25^\circ;$$

$$t_{\text{восст}} = 300 \cdot 10^{-6} \text{ сек.}$$

$$f_c = 50 \text{ Гц}$$

$I_{d_{\text{пред}}} = ?$ Привести схему инвертора и временные диаграммы

Что изменится, если учесть активное сопротивление дросселя $r_{др} = 0,5 \text{ Ом}$ — ?

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. 26), 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**, отдающим энергию.

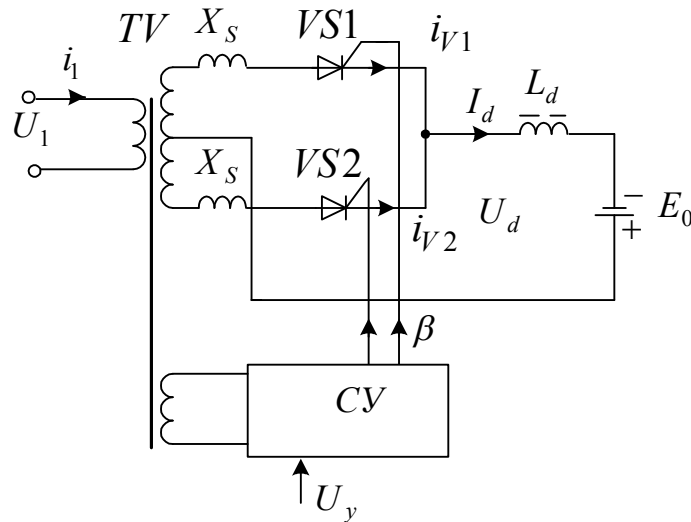


Рис. 26

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. 27.

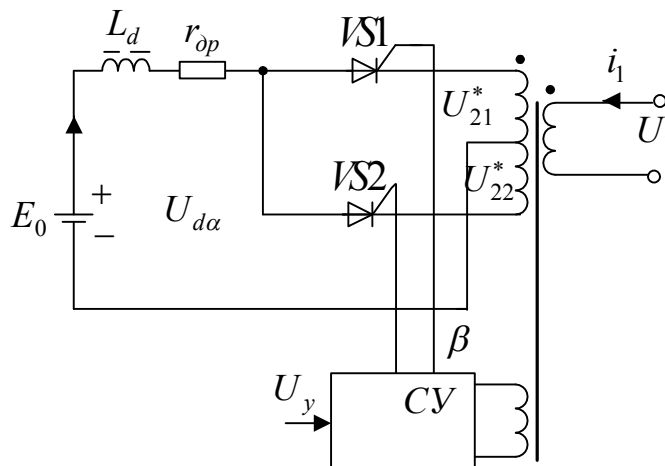


Рис. 27

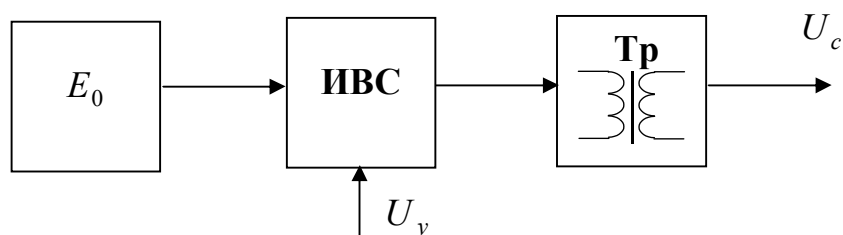


Рис. 28

Соответствующая структурная схема представлена на рис. 28, где E_0 — источник постоянного напряжения;

IBC — инвертор ведомый сетью;

Tr — сетевой трансформатор.

5. Тиристор, как известно, — полупроводниковый прибор **неполностью управляемый**, и ему требуется предоставлять некоторое время $t_{\text{восст}}$ для восстановления вентильных свойств. В угловой мере времени $t_{\text{восст}}$ соответствует некоторый угол $\delta_{\text{рад}}$ восстановления

$$\delta_{\text{рад.}} = \omega_c \cdot t_{\text{восст.}} = 2\pi f_c \cdot t_{\text{восст.}} = 2\pi \cdot 50 \cdot 300 \cdot 10^{-6} = 0,0942 \text{ рад.}$$

или в градусах

$$\delta = \frac{\delta_{\text{рад.}} \cdot 180^\circ}{\pi} = 5,4^\circ.$$

6. Семейство внешних характеристик управляемого выпрямителя при работе на индуктивную нагрузку представлено на рис. 29 и 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 ($\alpha = 0$);

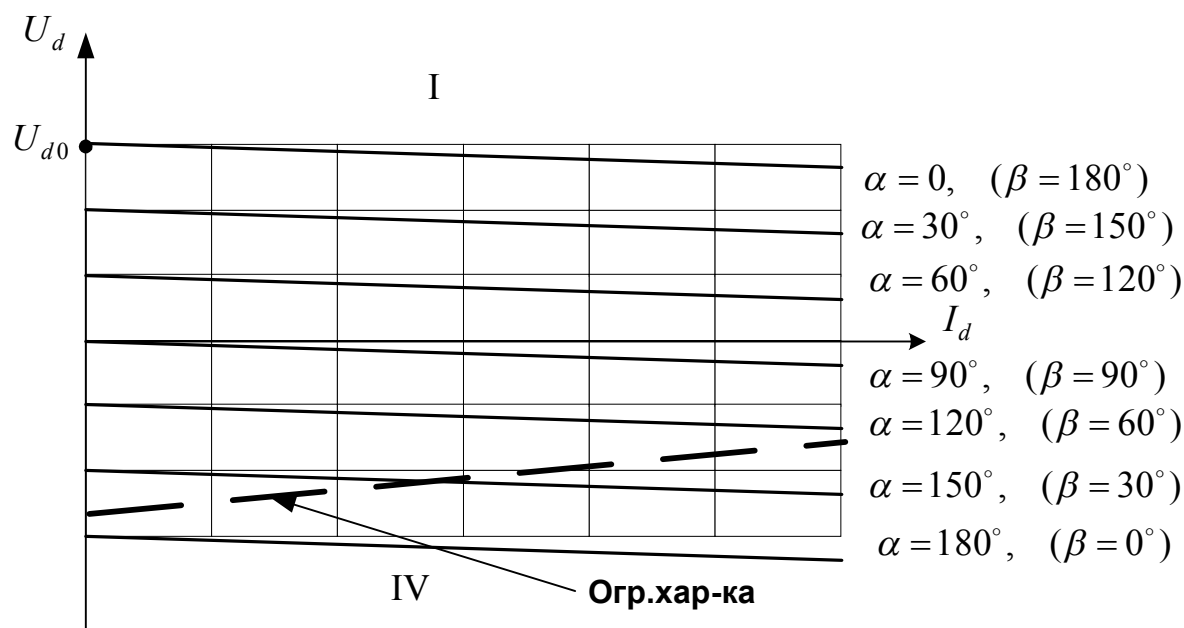


Рис. 29

$$\gamma = \arccos \left\{ \cos \alpha - \frac{I_d \cdot X_{\text{Стр}}}{\sqrt{2} U_2} \right\} - \alpha \quad \text{— угол коммутации,} \quad (3)$$

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:

$$I_{d_\alpha} = \frac{E_0 + U_{d_\alpha}}{r_{др}}, \quad (5)$$

или с учетом (1)

$$I_{d_\alpha} = \frac{E_0 + U_{d0} \cdot \cos \alpha - \frac{I_{d_\alpha} \cdot X_{Стр}}{(2\pi/m_2)}}{r_{др}} \Rightarrow$$

$$I_{d_\alpha} = \frac{E_0 + U_{d0} \cdot \cos \alpha}{r_{др} + \frac{X_{Стр} \cdot m_2}{2\pi}}. \quad (6)$$

Однако ток I_{d_α} не может быть как угодно большим, так как с его увеличением увеличивается угол коммутации (3). Предельный угол $\gamma_{пред}$ коммутации, соответствующий предельному току $I_{дпред}$, будет равен

$$\gamma_{пред} = \pi - \alpha - \delta. \quad (7)$$

Подставляя $\gamma_{пред}$ и $I_{дпред}$ в (3), получаем

$$\pi - \alpha - \delta = \arccos \left\{ \cos \alpha - \frac{I_{дпред} \cdot X_{Стр}}{\sqrt{2}U_2} \right\} - \alpha.$$

Преобразовываем последнее выражение:

$$\arccos \left\{ \cos \alpha - \frac{I_{дпред} \cdot X_{Стр}}{\sqrt{2}U_2} \right\} = \pi - \delta.$$

Откуда

$$\cos \alpha - \frac{I_{дпред} \cdot X_{Стр}}{\sqrt{2}U_2} = \cos(\pi - \delta).$$

И, наконец,

$$I_{дпред} = \frac{\sqrt{2}U_2}{X_{Стр}} [\cos \alpha - \cos(\pi - \delta)]. \quad (8)$$

9. Подставляя численные значения в (8), получаем предельный ток инвертора

$$I_{d_{\text{пред}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 150}{0,5} [\cos(180^\circ - 25^\circ) - \cos(180^\circ - 5,4^\circ)] = \\ = 424,3 [-0,906 + 0,996] = 38 \text{ А.}$$

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 $I_{d_{\text{пред}}}$ и U_{d0} и $\alpha = 180^\circ - \beta$, из (6) можно найти ЭДС источника E_0 постоянного напряжения:

$$E_0 = I_{d_{\text{пред}}} \left(r_{\text{др}} + \frac{X_{\text{Стр}} \cdot m_2}{2\pi} \right) - U_{d0} \cdot \cos \alpha = \\ = 38 \left(0 + \frac{0,5 \cdot 2}{2\pi} \right) - 135 \cdot \cos(180^\circ - 25^\circ) = 6 + 122,35 = 128,4 \text{ В.}$$

12. Подставляем $I_{d_{\text{пред}}}$ из (8) в (1) получим

$$U_{d_{\alpha \text{ пред}}} = U_{d0} \cdot \cos \alpha - \frac{\sqrt{2} U_2}{X_{\text{Стр}}} [\cos \alpha - \cos(\pi - \delta)] \cdot \frac{X_{\text{Стр}}}{(2\pi/m_2)} = \\ = U_{d0} \cdot \cos \alpha - \sqrt{2} U_2 \frac{m_2}{2\pi} [\cos \alpha - \cos(\pi - \delta)] = \\ = U_{d0} \cdot \cos \alpha - \frac{U_{d0}}{2} \cdot \cos \alpha + \frac{U_{d0}}{2} \cdot \cos(\pi - \delta) = \\ = \frac{U_{d0}}{2} \cdot \cos \alpha + \frac{U_{d0}}{2} \cdot \cos(\pi - \delta).$$

Или окончательно имеем:

$$U_{d_{\alpha \text{ пред}}} = \frac{U_{d0}}{2} \cdot [\cos \alpha + \cos(\pi - \delta)]. \quad (9)$$

Таким образом, получим систему уравнений (8) и (9):

$$\left. \begin{aligned} I_{d_{\text{пред}}} &= \frac{\sqrt{2}U_2}{X_{\text{Стр}}} [\cos \alpha - \cos(\pi - \delta)]; \\ U_{d_{\alpha \text{ пред}}} &= \frac{U_{d0}}{2} \cdot [\cos \alpha + \cos(\pi - \delta)]. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

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. 29 пунктиром.

13. Зная эту характеристику, решение можно найти формально проще. Действительно, судя по графику рис. 29, 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

$$U_{d0} \cdot \cos \alpha - \frac{I_{d_{\alpha \text{ пред}}} \cdot X_{\text{Стр}}}{\left(\frac{2\pi}{m_2}\right)} = U_{d0} \cdot \cos(\pi - \delta) + \frac{I_{d_{\alpha \text{ пред}}} \cdot X_{\text{Стр}}}{\left(\frac{2\pi}{m_2}\right)};$$

$$I_{d_{\text{ пред}}} = \frac{U_{d0} \cdot 2\pi}{2X_{\text{Стр}} \cdot m_2} [\cos \alpha - \cos(\pi - \delta)]. \quad (12)$$

Подставляя в (12) численные значения величин, получим

$$I_{d_{\text{ пред}}} = \frac{135 \cdot 2\pi}{2 \cdot 0,5 \cdot 2} [\cos 155^\circ - \cos 174,6^\circ] = 38 \text{ А.}$$

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 $r_{\text{др}}$, так как оно определяется только условиями коммутации.

Из выражения (6) следует, что изменится величина инвертируемого тока:

$$I_{d_{\alpha}} = \frac{E_0 + U_{d0} \cdot \cos \alpha}{r_{\text{др}} + \frac{X_{\text{Стр}} \cdot m_2}{2\pi}} = \frac{E_0 - U_{d0} \cdot \cos \beta}{r_{\text{др}} + \frac{X_{\text{Стр}} \cdot m_2}{2\pi}} =$$

$$= \frac{147,35 - 135 \cdot \cos 25^\circ}{0,5 + \frac{0,5 \cdot 2}{2\pi}} = \frac{128,39 - 122,35}{0,5 + 0,159} = 9,2 \text{ А.}$$

15. Увеличением угла управления β или увеличением величины напряжения источника постоянного тока инвертируемый ток можно увеличить, но при этом следует обратить внимание, что потери мощности в дросселе равны

$$\Delta P_{\text{др}} = I_{d_{\alpha}}^2 \cdot r_{\text{др}} = 9,2^2 \cdot 0,5 = 42 \text{ Вт};$$

при предельном токе возрастут до

$$\Delta P_{\text{др пред}} = I_{d_{\alpha \text{ пред}}}^2 \cdot r_{\text{др}} = 38^2 \cdot 0,5 = 722 \text{ Вт},$$

что неприемлемо и нужно, соответственно, уменьшать активное сопротивление дросселя.

16. Временные диаграммы инвертора представлены на рис. 30. Прокомментируем построение временных диаграмм.

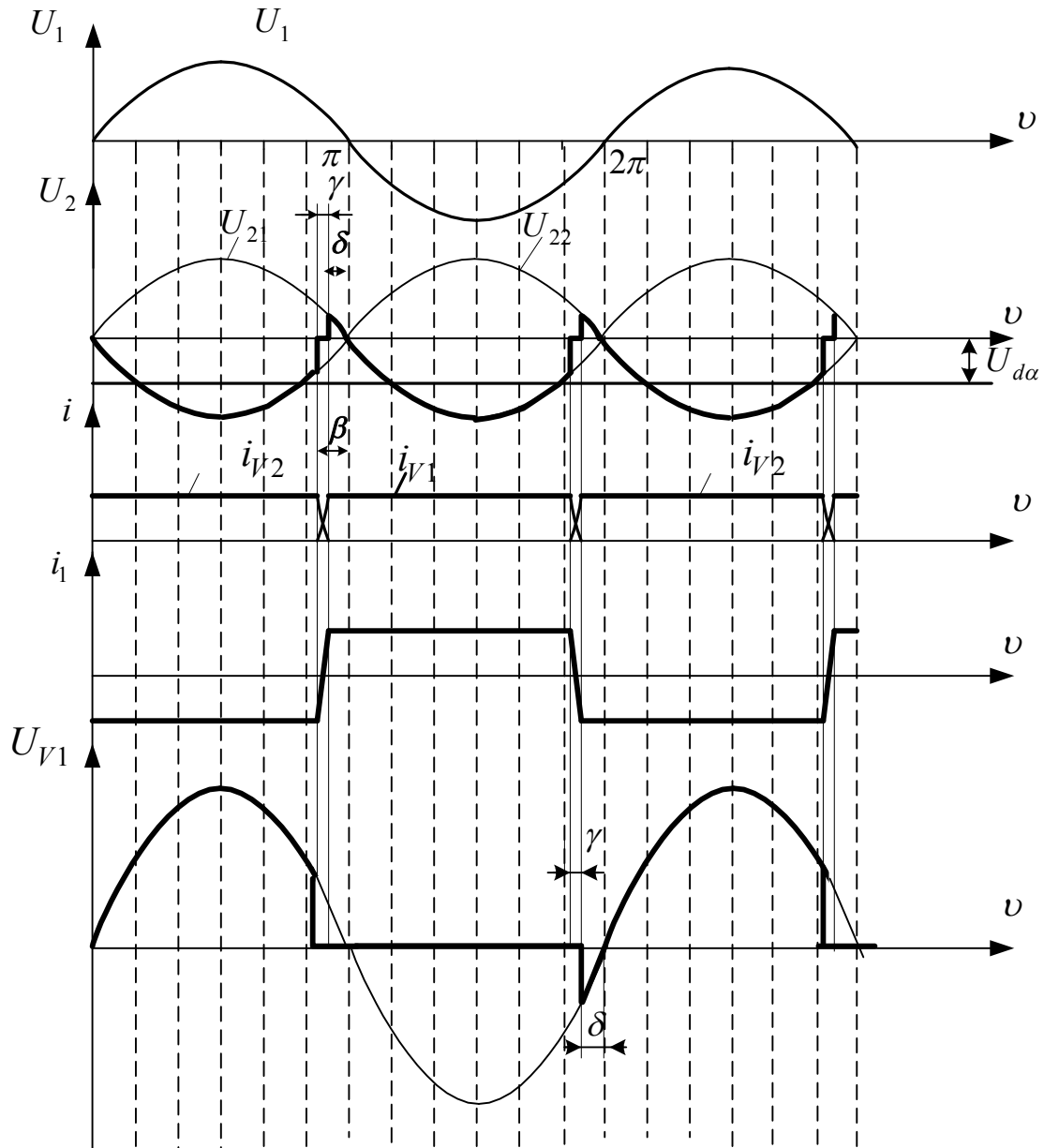


Рис. 30

16.1. Строим синусоидальное напряжение сети U_1 и синусоидальные вторичные напряжения U_{21} и U_{22} , сдвинутые друг относительно друга на 180° .

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 α откладывается вправо от ТЕК.

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 тиристорах идеально сглажены.

16.5. После включения очередного тиристора наблюдается интервал коммутации — γ -интервал, в котором ток включающегося тиристора нарастает до тока нагрузки, а выключающегося — уменьшается до нуля.

16.6. Ток первичной обмотки (ток сети) находится как разность токов тиристоров

$$i_1 = \frac{1}{k_{\text{тр}}} (i_{V1} - i_{V2}).$$

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 тиристоре VS1 почти всегда положительно и становится отрицательным только после интервала коммутации γ в течение угла δ , который называется углом, предоставляемым тиристорам для восстановления вентильных свойств.

4 КРАТКИЙ ОБЗОР ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ

4.1 Лабораторная работа «Исследование маломощных однофазных выпрямителей и сглаживающих фильтров»

В работе рассматриваются три схемы однофазных выпрямителей — однополупериодная, двухполупериодная с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора, двухполупериодная мостовая — схема Греча. Исследуется работа выпрямителей на активную, активно-индуктивную, активно-емкостную нагрузки, качество выпрямленного напряжения в зависимости от типа фильтра, используемого для сглаживания выпрямленного напряжения.

Работа выполняется на натурном макете и на ПЭВМ с использованием пакета «Electronics Workbench», «ASIMEC»

При подготовке к работе следует обратить внимание на различие временных диаграмм токов и напряжений на элементах выпрямителей в зависимости от вида нагрузки.

4.2 Лабораторная работа «Исследование трехфазных нерегулируемых выпрямителей»

Работа по исследованию трехфазных нерегулируемых выпрямителей включает в себя изучение двух схем — выпрямитель с нулевой точкой вторичных обмоток трансформатора и мостовой выпрямитель (схема Ларионова). Рассматривается влияние индуктивности рассеяния трансформатора на коммутационные процессы в диодах выпрямителей, проводится сравнение экспериментально полученных соотношений токов и напряжений с теоретическими, оцениваются преимущества и недостатки одних выпрямителей в сравнении с другими.

4.3 Лабораторная работа «Исследование управляемого двухполупериодного выпрямителя однофазного тока с нулевой точкой трансформатора»

В работе рассматриваются особенности регулирования выпрямленного напряжения при работе выпрямителя на активную и активно-индуктивную нагрузки, нагрузочные характеристики выпрямителя, назначение нулевого диода, процессы коммутации

тиристоров и влияние на эти процессы индуктивности рассеяния трансформатора.

При подготовке к работе обратить внимание на характер временных диаграмм токов и напряжений на элементах схемы в зависимости от специфики построения выпрямителя.

4.4 Лабораторная работа «Исследование однофазного инвертора, ведомого сетью»

В работе изучаются вопросы преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока при передаче ее в сеть переменного тока. Исследуются режимы работы инвертора, его входные и ограничительная характеристики, особенности работы преобразователя в режимах управляемого выпрямителя и инвертора, различие временных диаграмм токов и напряжений на элементах схемы.

При подготовке к работе следует обратить внимание на направление протекания токов и полярность напряжений на обмотках трансформатора в трех режимах работы устройства — выпрямления, инвертирования и режиме опрокидывания инвертора.

5 ЛИТЕРАТУРА

1. Коновалов Б.И. Основы преобразовательной техники: Учебное пособие для студентов заочного факультета. — Томск: ТУСУР, 2006. — 160 с.

2. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учебное пособие для вузов. — Новосибирск: НГТУ, 2003. — 651 с.

3. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. — М.: Высшая школа, 1980. — 424 с.

4. Ковалев Ф.И., Мосткова Г.П. Полупроводниковые выпрямители. — М.: Энергия, 1978. — 446 с.

5. Розанов Ю.К. Основы силовой Электроники. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 295 с.

6. Малогабаритные трансформаторы и дроссели: Справочник / И.Н. Сидоров и др. — М.: Радио и связь, 1985. — 416 с.

7. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник / В.П. Берзан и др.; Под ред. Г.С. Кучинского. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 565 с.

8. Полупроводниковые приборы: Диоды выпрямительные. Стабилитроны. Тиристоры. Справочник / А.Б. Гитчевич и др.; Под ред. А.В. Голомедова. — М.: Радио и связь, 1989. — 526 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Схемы выпрямителей

Однофазная однополупериодная
с активной нагрузкой

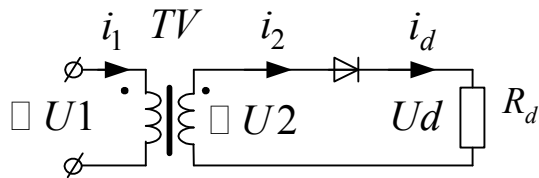


Рис. 1

Однофазная однополупериодная
с емкостной нагрузкой

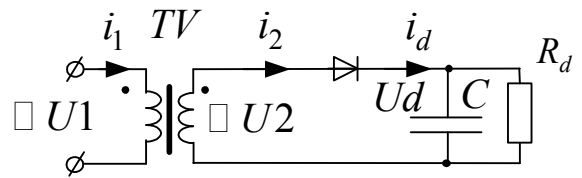


Рис. 2

Однофазная с выводом средней
точки трансформатора
на активную нагрузку

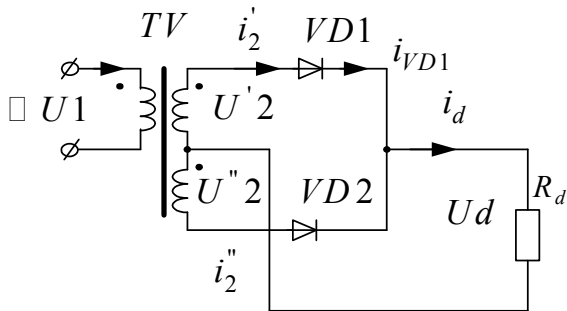


Рис. 3

Однофазная с выводом средней
точки трансформатора на индук-
тивную нагрузку

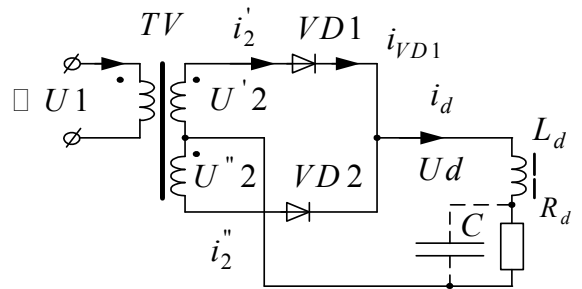


Рис. 4

Однофазная с выводом средней
точки трансформатора
на емкостную нагрузку

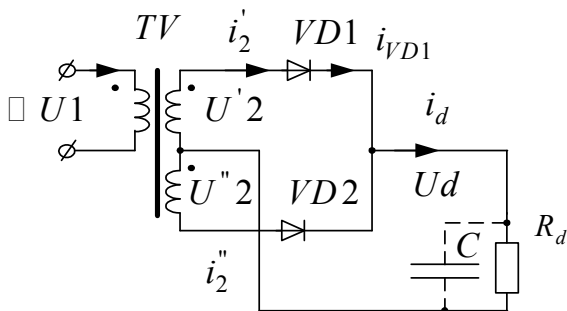


Рис. 5

Однофазная мостовая (схема Грца)
на активную нагрузку

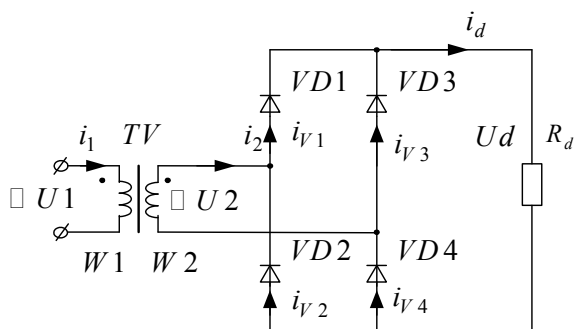


Рис. 6

Продолжение приложения 1

Однофазная мостовая
(схема Греча)
на индуктивную нагрузку

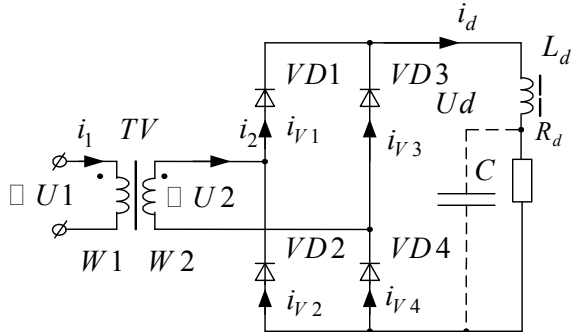


Рис. 7

Однофазная мостовая
(схема Греча)
на емкостную нагрузку

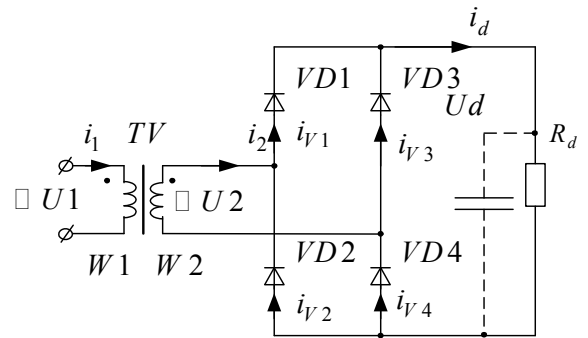


Рис. 8

Схема Латура (однофазная полумостовая) с емкостной реакцией нагрузки

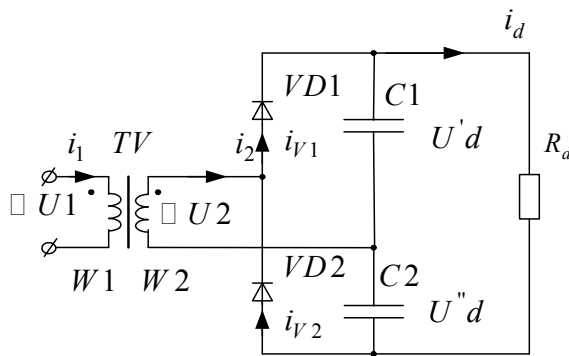


Рис. 9

Схема Миткевича (трехфазная нулевая соединение обмоток звезда-звезда)

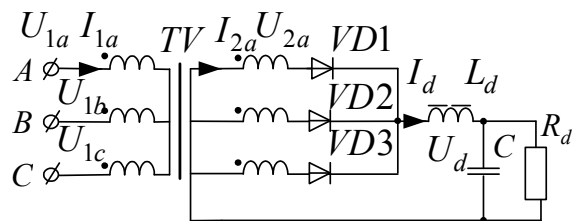


Рис. 10

Схема Миткевича (трехфазная нулевая соединение обмоток треугольник-звезда)

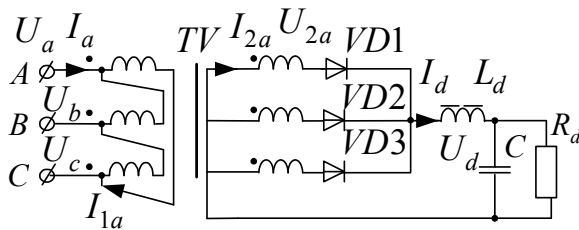


Рис. 11

Шестифазная нулевая при соединении первичных обмоток треугольником и активной нагрузке

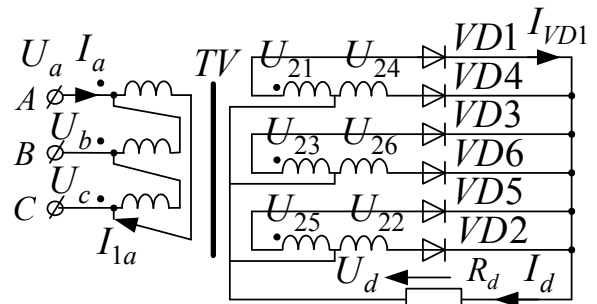


Рис. 12

Окончание приложения 1

Шестифазная нулевая при соединении первичных обмоток треугольником и индуктивной нагрузке

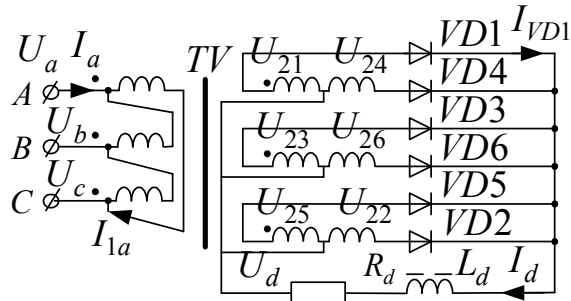


Рис. 13

Шестифазная нулевая при соединении первичных обмоток звездой и индуктивной нагрузке

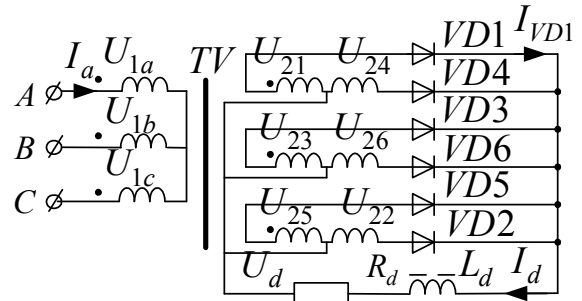


Рис. 14

Схема Ларионова (трехфазная мостовая по схеме звезда-звезда)

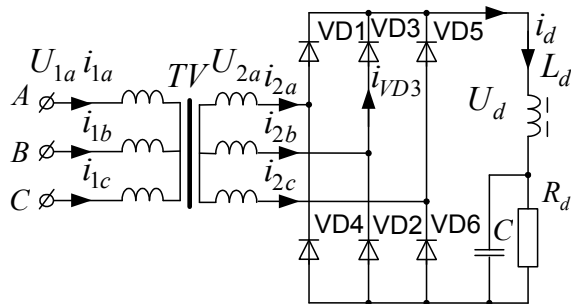


Рис. 15

Схема Ларионова (трехфазная мостовая по схеме треугольник-звезда)

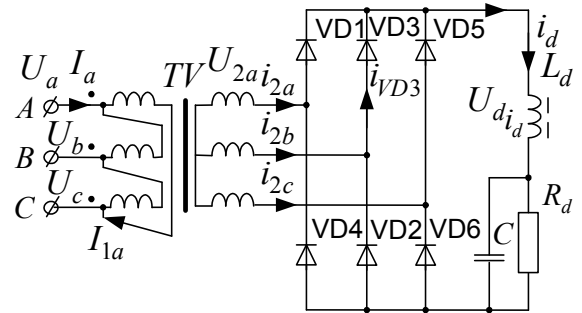


Рис. 16

Схема Ларионова (трехфазная мостовая по схеме звезда-треугольник)

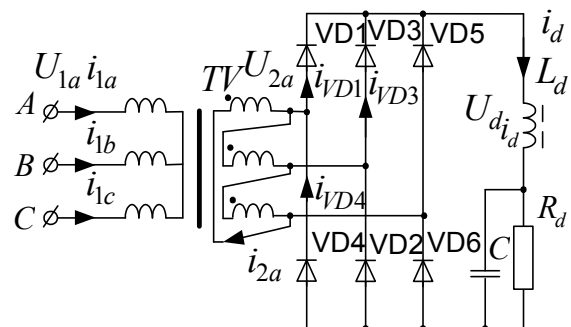


Рис. 17

Схема Ларионова (трехфазная мостовая по схеме треугольник-треугольник)

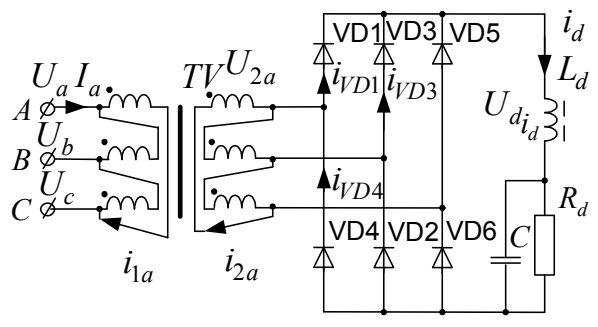


Рис. 18

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Название схемы номер рисунка из Приложение 1	Характер на- грузки	Трансформатор							Вентильный комплект				Фильтр		
		$\frac{U_{2эф}}{U_d}$	$\frac{I_{2эф}}{I_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_{1эф} \cdot n}{I_d}$	$\frac{P_{тр}}{P_d}$	$\frac{P_2}{P_d}$	$\frac{P_1}{P_d}$	$\frac{U_{мобр}}{U_d}$	$\frac{I_{Vэф}}{I_d}$	$\frac{I_{Vm}}{I_d}$	$\frac{I_V}{I_d}$	m_{Π}	$f_1,$ Гц	$\kappa_{\Pi},$ %
Однофазная рис.1 однополупери- одная рис.2	R	2,22	1,57	1	1,21	3,09	3,48	2,69	3,14	1,57	3,14	1	1	<i>fc</i>	157
		2,45	1,5	1	1,15	3,25	3,66	2,83	3,45	1,5	3,14	1	1	<i>fc</i>	157
	C	0,707	–	1	–	–	–	–	2	–	–	1	1	<i>fc</i>	–
		1,09	2,09	1	1,84	2,13	2,27	2	3,08	2,09	6	1	1	<i>fc</i>	–
Однофазная со рис.3 средней точкой рис.4 рис.5	R	1,11	0,785	0,5	1,11	1,48	1,74	1,23	3,14	0,785	1,57	0,5	2	<i>2fc</i>	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	<i>2fc</i>	70
	L	1,11	0,707	0,5	1	1,34	1,57	1,11	3,14	0,707	1	0,5	2	<i>2fc</i>	66,7
		1,22	0,67	0,5	0,95	1,41	1,65	1,17	3,45	0,67	1	0,5	2	<i>2fc</i>	70
	C	0,707	–	0,5	–	–	–	–	2	–	–	0,5	2	<i>2fc</i>	–
		0,93	1,15	0,5	1,63	1,83	2,14	1,52	2,63	1,15	3,4	0,5	2	<i>2fc</i>	–
Схема Греча рис.6 однофазная рис.7 мостовая рис.8	R	1,11	1	0	1	1,11	1,11	1,11	1,57	0,707	1	0,5	2	<i>2fc</i>	66,7
		1,22	0,95	0	0,95	1,17	1,17	1,17	1,72	0,67	1	0,5	2	<i>2fc</i>	70
	L	1,11	1,11	0	1,11	1,23	1,23	1,23	1,57	0,785	1,57	0,5	2	<i>2fc</i>	66,7
		1,22	1,06	0	1,06	1,29	1,29	1,29	1,72	0,75	1,57	0,5	2	<i>2fc</i>	70
	C	0,707	–	0	–	–	–	–	1	–	–	0,5	2	<i>2fc</i>	–
		0,93	1,63	0	1,63	1,52	1,52	1,52	1,32	1,15	3,4	0,5	2	<i>2fc</i>	–

Примечание: величины в строках «курсив» для выпрямителей с потерями.

Продолжение приложения 2

Название схемы номер рисунка из Приложение 1	Характер на- грузки	Трансформатор							Вентильный комплект				Фильтр		
		$\frac{U_{2эф}}{U_d}$	$\frac{I_{2эф}}{I_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_{1эф} \cdot n}{I_d}$	$\frac{P_{тр}}{P_d}$	$\frac{P_2}{P_d}$	$\frac{P_1}{P_d}$	$\frac{U_{мобр}}{U_d}$	$\frac{I_{Vэф}}{I_d}$	$\frac{I_{Vm}}{I_d}$	$\frac{I_V}{I_d}$	m_{Π}	$f_1,$ Гц	$\kappa_{\Pi},$ %
Схема Латура (однофазная по- лумостовая) рис.9	C	0,35	–	0	–	–	–	–	1	–	–	1	2	2fc	–
		0,54	2,95	0	2,95	1,59	1,59	1,59	1,54	2,09	6	1	2	2fc	–
Схема Миткеви- ча (трехфазная нулевая звезда-звезда) рис.10	R	0,855	0,59	0,33	0,48	1,36	1,5	1,23	2,09	0,59	1,21	0,33	3	3fc	25
		0,94	0,56	0,33	0,46	1,43	1,58	1,29	2,3	0,56	1,21	0,33	3	3fc	33
	L	0,855	0,598	0,33	0,47	1,34	1,48	1,21	2,09	0,58	1	0,33	3	3fc	25
		0,94	0,55	0,33	0,45	1,41	1,56	1,27	2,3	0,55	1	0,33	3	3fc	33
	C	0,71	–	0,33	–	–	–	–	2	–	–	0,33	3	3fc	–
		0,88	0,8	0,33	0,72	2,01	2,11	1,92	2,5	0,8	2,5	0,33	3	3fc	–
Схема Миткевича (трехфазная нулевая треугольник- звезда) рис.11	R	Справедливы соотношения, приведенные для схемы рис. 10													
	L	Справедливы соотношения, приведенные для схемы рис. 10													
	C	Справедливы соотношения, приведенные для схемы рис. 10													

Окончание приложения 2

Название схемы номер рисунка из Приложение 1	Характер на- грузки	Трансформатор							Вентильный комплект				Фильтр		
		$\frac{U_{2эф}}{U_d}$	$\frac{I_{2эф}}{I_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_{1эф} \cdot n}{I_d}$	$\frac{P_{тр}}{P_d}$	$\frac{P_2}{P_d}$	$\frac{P_1}{P_d}$	$\frac{U_{мобр}}{U_d}$	$\frac{I_{Vэф}}{I_d}$	$\frac{I_{Vm}}{I_d}$	$\frac{I_V}{I_d}$	$m_{п}$	$f_1,$ Гц	$\kappa_{п},$ %
Схема Ларионо- ва (трехфазная мостовая звезда-звезда) рис.15	<i>R</i>	0,43	0,82	0	0,82	1,05	1,05	1,05	1,047	0,58	1,05	0,33	6	6fc	5,7
		0,47	0,78	0	0,78	1,1	1,1	1,1	1,15	0,55	1,1	0,33	6	6fc	8
	<i>L</i>	0,43	0,82	0	0,82	1,05	1,05	1,05	1,047	0,58	1	0,33	6	6fc	5,7
		0,47	0,78	0	0,78	1,1	1,1	1,1	1,15	0,55	1	0,33	6	6fc	8
	<i>C</i>	0,41	–	0	–	–	–	–	1	–	–	0,33	6	6fc	–
		0,467	0,92	0	0,92	–	–	–	1,15	0,65	1,66	0,33	6	6fc	70
Схема Ларионо- ва (треугольник- звезда) рис.16	<i>R</i>	Справедливы соотношения, приведенные для схемы рис. 15													
	<i>L</i>	Справедливы соотношения, приведенные для схемы рис. 15													
Схема Ларионо- ва (треугольник- треугольник) рис.18	<i>L</i>	0,74	0,47	0	0,47	1,05	1,05	1,05	1,047	0,58	1	0,33	6	6fc	5,7
		0,82	0,45	0	0,45	1,1	1,1	1,1	1,15	0,55	1	0,33	6	6fc	8