

Министерство образования и науки Российской Федерации
Псковский Государственный Университет

О.И. Григорьев

СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Программа и методические указания по выполнению расчетно-графической
работы по курсу:
«Силовые полупроводниковые преобразователи»
для студентов заочной формы обучения
специальности 140211 «Электроснабжение»

Псков
Издательство ПсковГУ
2011

УДК 621.383.8
ББК 32.846
Г 83

*Рекомендовано к изданию Научно-методическим советом
Псковского государственного университета*

Рецензенты:

– Хитров А.И., канд. техн. наук, доцент кафедры «Электропривод и системы автоматизации» ПсковГУ.

Григорьев, О.И.
Г83 Силовые полупроводниковые преобразователи : программа и методические указания по выполнению расчетно-графической работы. – Псков : Издательство ПсковГУ, 2011. – 44с

Методические указания по выполнению расчетно-графической работы по курсу «Силовые полупроводниковые преобразователи» предназначены для студентов Псковского государственного университета специальности 140211 «Электроснабжение».

В методических указаниях приведена рабочая программа учебной дисциплины «Силовые полупроводниковые преобразователи» и изложена методика расчета трехфазного управляемого выпрямителя.

УДК 621.383.8
ББК 32.846

Содержание

1. Программа курса «Силовые полупроводниковые преобразователи»
 - 1.1. Цели освоения дисциплины
 - 1.2. Место дисциплины в структуре ОПП бакалавриата
 - 1.3. Краткое содержание дисциплины
 - 1.4. Перечень тем лабораторных занятий
 - 1.5. Содержание расчетно-графической работы
 - 1.6. Перечень рекомендуемой литературы
2. Методические указания по выполнению расчетно-графической работы
 - 2.1. Задание на проектирование
 - 2.2. Разработка принципиальной схемы выпрямителя и системы управления
 - 2.3. Расчет основных параметров (напряжений и токов обмоток) и выбор трансформатора.
 - 2.4. Расчет параметров и тиристоров
 - 2.5. Расчет сглаживающего фильтра
 - 2.6. Расчет регулировочных характеристик выпрямителя
 - 2.7. Расчет внешних характеристик выпрямителя
 - 2.8. Расчет энергетических характеристик выпрямителя
 - 2.9. Список литературы

2. Методические указания по выполнению расчетно-графической работы

2.1 Задание на проектирование

№п/п	Данные	Обозначение	Единицы	Варианты
1	Схема преобразователя	-	-	Трехфазная мостовая
2	Двигатель: - номинальная мощность - номинальное напряжение - номинальный ток - номинальная скорость - сопротивление якорной цепи - число пар полюсов	- P_n U_n $I_{дн}$ n_n $R_{яц}$ p	- кВт В А об/мин Ом -	две последние цифры зачетной книжки 220 две последние цифры зачетной книжки 1500 0, после запятой последняя цифра зачетной книжки 2
3	Коэффициент перегрузки по току	K_1	-	2,0
4	Напряжение питающей сети: - номинальное значение - минимальное значение	U_1 $U_{1мин}$	В В	220 210
5	Допустимое действующее значение основной гармоники тока нагрузки	$p_1\%$	%	8
6	Температура окружающей среды	θ_c	град	40
7	Напряжение к.з. трансформатора	$U_{к\%}$	%	4, после запятой последняя цифра зачетной книжки
8	Мощность потерь к.з. трансформатора	$\Delta P_{кз}$	Вт	три последние цифры зачетной книжки

2.2. Разработка принципиальной схемы выпрямителя и системы управления

Трехфазные схемы выпрямления питаются от сети трехфазного переменного напряжения и принимаются в основном в установках средней и большой мощности.

Трехфазные схемы позволяют решить следующие задачи:

- снизить пульсации выпрямленного напряжения;
- улучшить гармонический состав потребляемого из сети тока;
- уменьшить типовую (расчетную) мощность трансформатора.

Обычно в качестве фильтра в выпрямителях большой мощности используют простой индуктивный фильтр, так как при увеличении частоты пульсации выходного напряжения даже при небольших индуктивностях реактора в цепи нагрузки можно получить заданные коэффициенты пульсации.

Примеры наиболее распространенных трехфазных схем выпрямления приведены на рис.2.1 – рис.2.3

2.2.1. Трехфазная схема выпрямления с нулевым выводом (неуправляемая)

Первичные обмотки трансформатора могут быть соединены как в звезду, так и в треугольник. Вторичные обмотки соединяются только в звезду.

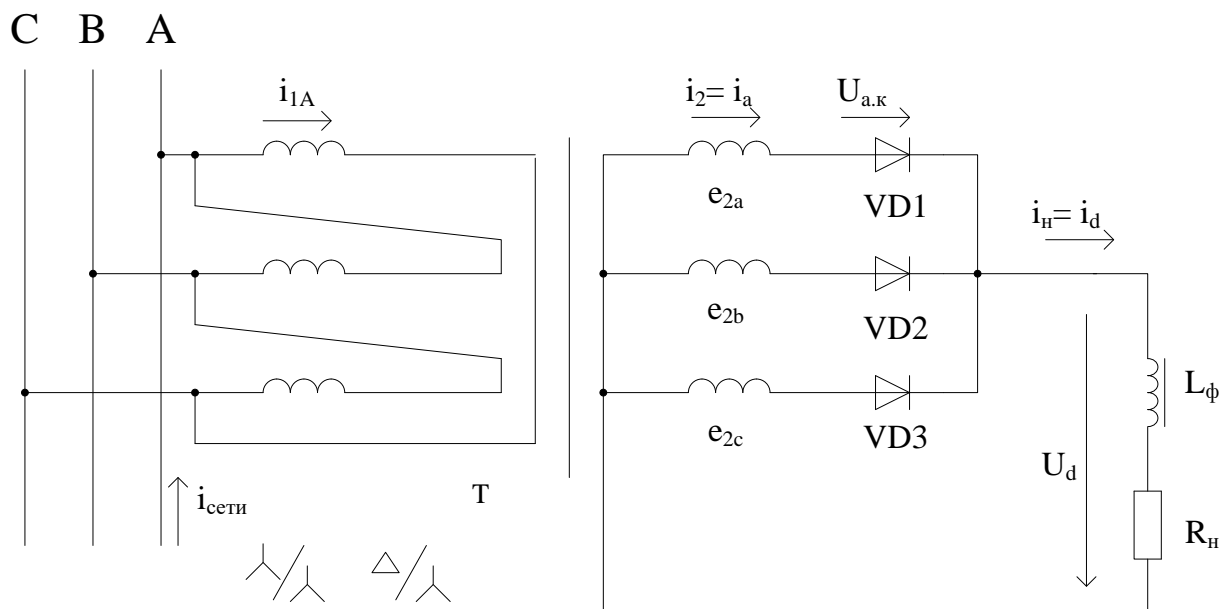


Рис.2.2.1. Трехфазная схема выпрямления с нулевым выводом

Таблица 2.1 Основные расчетные соотношения

Схема с нулевым выводом (неуправляемая)			
Среднее значение	$U_d = 1,17 \cdot E_2$	$U_{a.к. \max} = 2,09 \cdot U_d$	Максимальное допустимое значение обратного напряжения вентиля
ЭДС вторичной обмотки	$E_2 = 0,855 \cdot U_d$	$I_2 = I_d / \sqrt{3}$	Действительное значение тока вторичной обмотки
Среднее значение тока вентиля	$I_a = I_d / 3$	$I_1 = I_d \sqrt{2} / (3K_T)$	Действительное значение тока первичной обмотки
Максимальное значение тока вентиля	$I_{a \max} = I_d$	$P_T = 1,35 \cdot P_d$	Расчётная мощность трансформатора

Наличие потока вынужденного намагничивания трансформатора, ограничивает типовую мощность схемы (менее 1000 ВА).

2.2.2. Шестифазная схема выпрямления с выводом нулевой точки обмотки трансформатора (неуправляемая)

Первичные обмотки могут быть соединены как в звезду, так и в треугольник. Вторичные обмотки образуют шестифазную звезду.

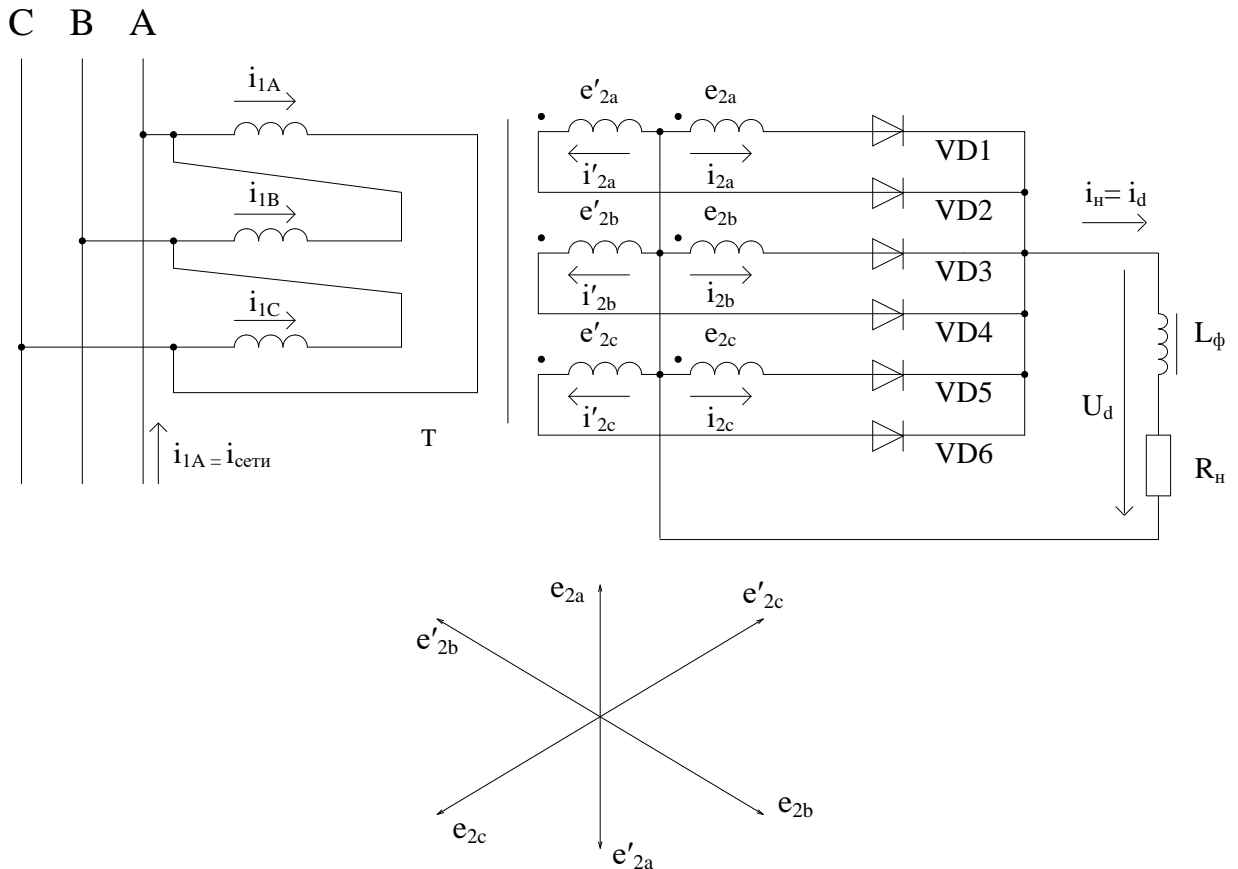


Рис. 2.2.2. Шестифазная схема выпрямления с нулевым выводом

Таблица 2.2 Основные расчетные соотношения

Шестифазная схема с нулевым выводом (неуправляемая)			
Среднее значение	$U_d = 1,35 \cdot E_2$	$U_{a.k.max} = 2,09 \cdot U_d$	Максимальное допустимое значение обратного напряжения вентиля
ЭДС вторичной обмотки	$E_2 = 0,64 \cdot U_d$	$I_2 = I_d / \sqrt{6}$	Действительное значение тока вторичной обмотки
Среднее значение тока вентиля	$I_a = I_d / 6$	$I_1 = I_d \sqrt{6}$	Действительное значение тока первичной обмотки
Максимальное значение тока вентиля	$I_{a max} = I_d$	$P_T = 1,55 \cdot P_d$	Расчётная мощность трансформатора

2.2.3. Трёхфазная мостовая схема выпрямления (неуправляемая)

Первичные и вторичные обмотки трансформатора могут быть соединены в любой комбинации: треугольник или звезду.

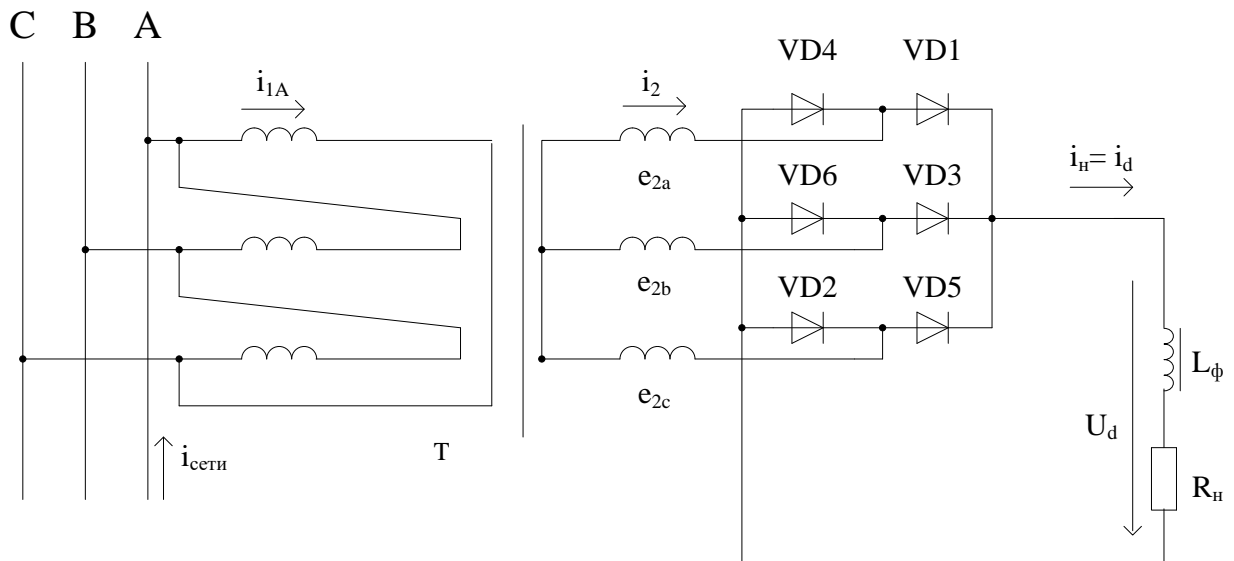


Рис 2.2.3. Трёхфазная схема выпрямления

Нумерация вентиля соответствует очередности проводящего состояния.

Таблица 2.3 Основные расчетные соотношения

Трехфазная остовая схема			
Среднее значение	$U_d = 2,34 \cdot E_2$	$U_{a.k.max} = 1,045 \cdot U_d$	Максимальное допустимое значение обратного напряжения вентиля
ЭДС вторичной обмотки	$E_2 = 0,43 \cdot U_d$	$I_2 = I_d / \sqrt{2/3}$	Действительное значение тока вторичной обмотки
Среднее значение тока вентиля	$I_a = I_d / 3$	$I_1 = I_d \sqrt{2/3} / (3K_T)$	Действительное значение тока первичной обмотки
Максимальное значение тока вентиля	$I_{a max} = I_d$	$P_T = 1,045 \cdot P_d$	Расчётная мощность трансформатора

Сравнивая рассматриваемую схему с трехфазными схемами с нулевым выводом, видим следующие преимущества:

- лучшее использование трансформатора, так как его типовая мощность меньше;
- отсутствие потока вынужденного намагничивания;
- наличие возможности работы схемы без трансформатора.

Все это предопределяет использование схемы в установках средней и большой мощности ($P_T \gg 1$ кВА).

Систему импульсно-фазового управления выпрямителя (СИФУ) составить самостоятельно (без расчета параметров элементов) на основе знаний об общих принципах построения систем управления выпрямителями и знаний о конкретных схемных решениях систем управления серийно выпускаемых преобразователей [1-4].

Принципиальные схемы силовой части и системы импульсно-фазового управления изображаются на одном листе формата А3 и должны соответствовать требованиям ГОСТов.

Особенность системы импульсно-фазового управления мостового трехфазного выпрямителя заключается в организации системы сдвоенных импульсов управления тиристорами (рис 2.2.4):

При работе мостовой схемы выпрямления ток одновременно проводят два вентиля – один анодной, другой катодной группы. В режиме непрерывного тока для нормальной работы выпрямителя достаточно однократно включить тиристоры (на рис. 2.2.4, в заштрихованные импульсы), которые будут проводить ток в течение интервала проводимости $2\pi/3$.

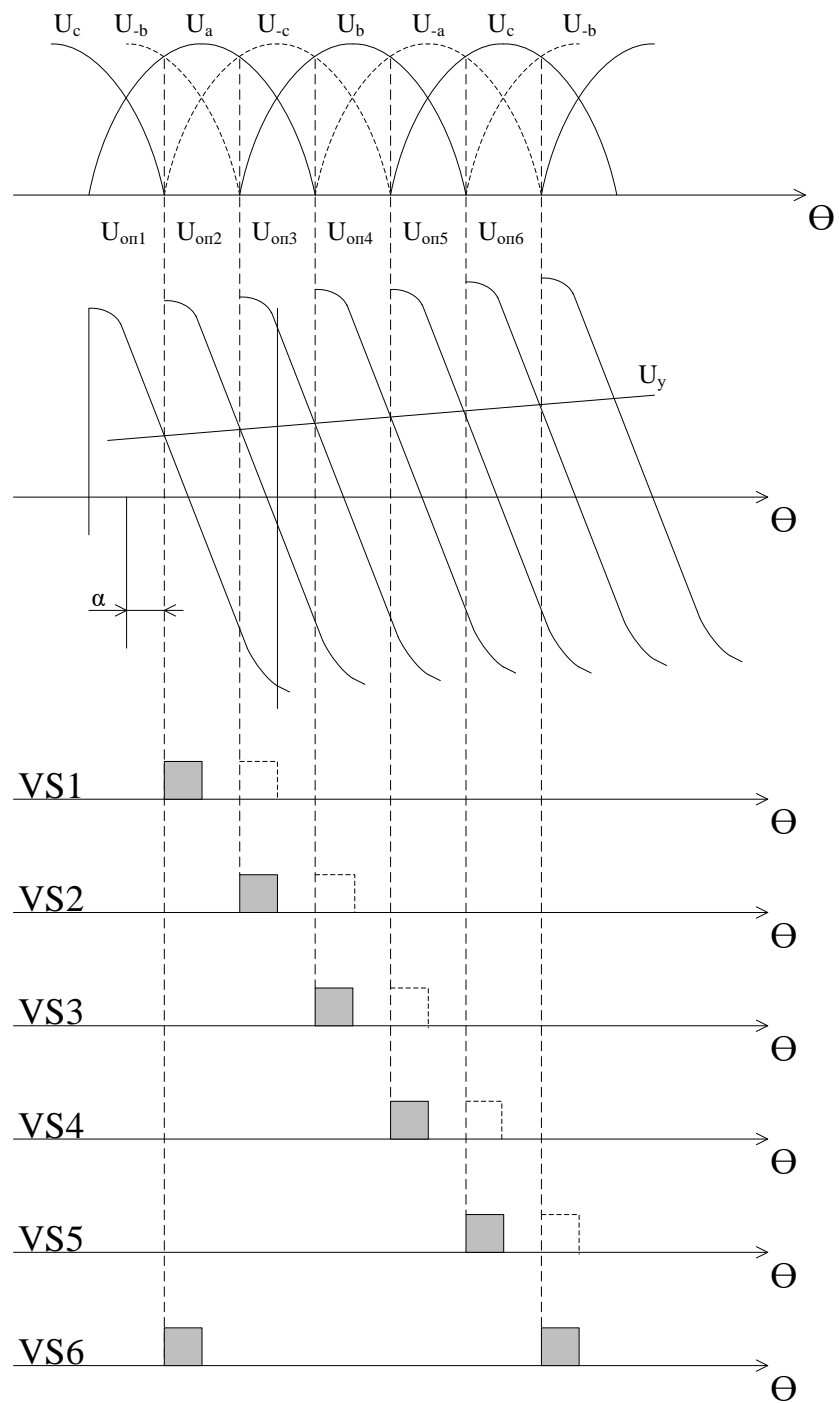


Рис. 2.2.4. Временные диаграммы управляющих импульсов трехфазного мостового выпрямителя

В режиме прерывистого тока нагрузки существуют бестоковые паузы, когда ни один из тиристоров не проводит ток. Так, например, тиристор V_1 на интервале проводимости поочередно должен работать с тиристорами V_6 и V_2 . Если тиристор V_1 , проработав в паре с тиристором V_6 , запрется, и он останется в запертом состоянии в момент подачи управляющего импульса на тиристор V_2 , то работа выпрямителя будет нарушена. Повторные импульсы на рис. 2.2.4 показаны пунктиром. Система сдвоенных импульсов организуется с помощью дополнительных входов V_{x1}/V_{y1} и выходов СИФУ. Так, например, в соответствии с вышесказанным, V_{y1} первого канала СИФУ необходимо соединить с V_{x1} шестого канала, а V_{y1} второго канала соединить с V_{x1} первого канала и т.д. для других каналов.

Многоканальная СИФУ переводом выходных выпрямителей имеет число каналов, равное числу тиристоров. Для мостовой трехфазной схемы выпрямления пример схемы имеет вид, представленный на рис. 2.2.5, только фазировка приведена для одного тиристора VS_1 .

$E_1=+10В$ Нумерация каналов соответствует нумерации тиристоров. Каждый из каналов состоит из синхронизирующего трехфазного трансформатора T_1 , фазосдвигающего устройства DA_1 , дифференцирующей цепи C_1R_4 , выходного формирователя $VT_1 -T_B$ и источника управляющего напряжения $E_{1,2-R}$.

На рис.2.2.6 приведены временные диаграммы, поясняющие фазировку первого канала СИФУ остового выпрямителя, работающего с углом управления $\alpha=30$ эл.град.

Для работы каждого из каналов схемы согласно временным диаграммам (рис.2.2.4) выбираем соответствующее опорное напряжение $U_{on1} \div U_{on6}$. Момент пересечения i -ого опорного напряжения с напряжением управления U_y соответствует моменту подачи управляющих импульсов на i -ый тиристор.

Дополнительные входы/выходы (V_{y1}/V_{x1}) служат для организации системы сдвоенных импульсов мостового трехфазного выпрямителя и должны быть сфазированы в соответствии с временными диаграммами рис.2.2.4.

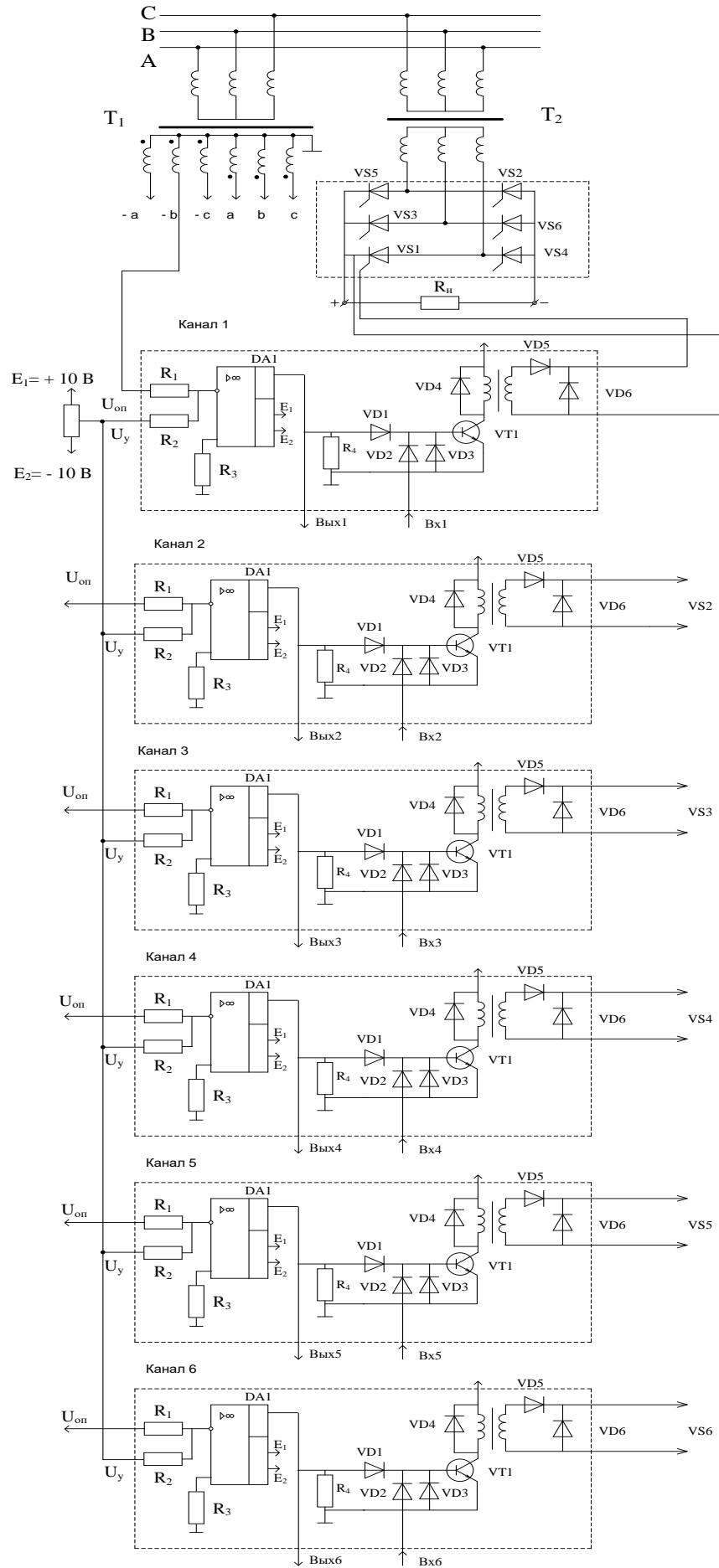


Рис. 2.2.5. Схема СИФУ трехфазного мостового выпрямителя (Т1 – трансформатор генерирующий опорное напряжение СИФУ, Т2 – силовой трансформатор)

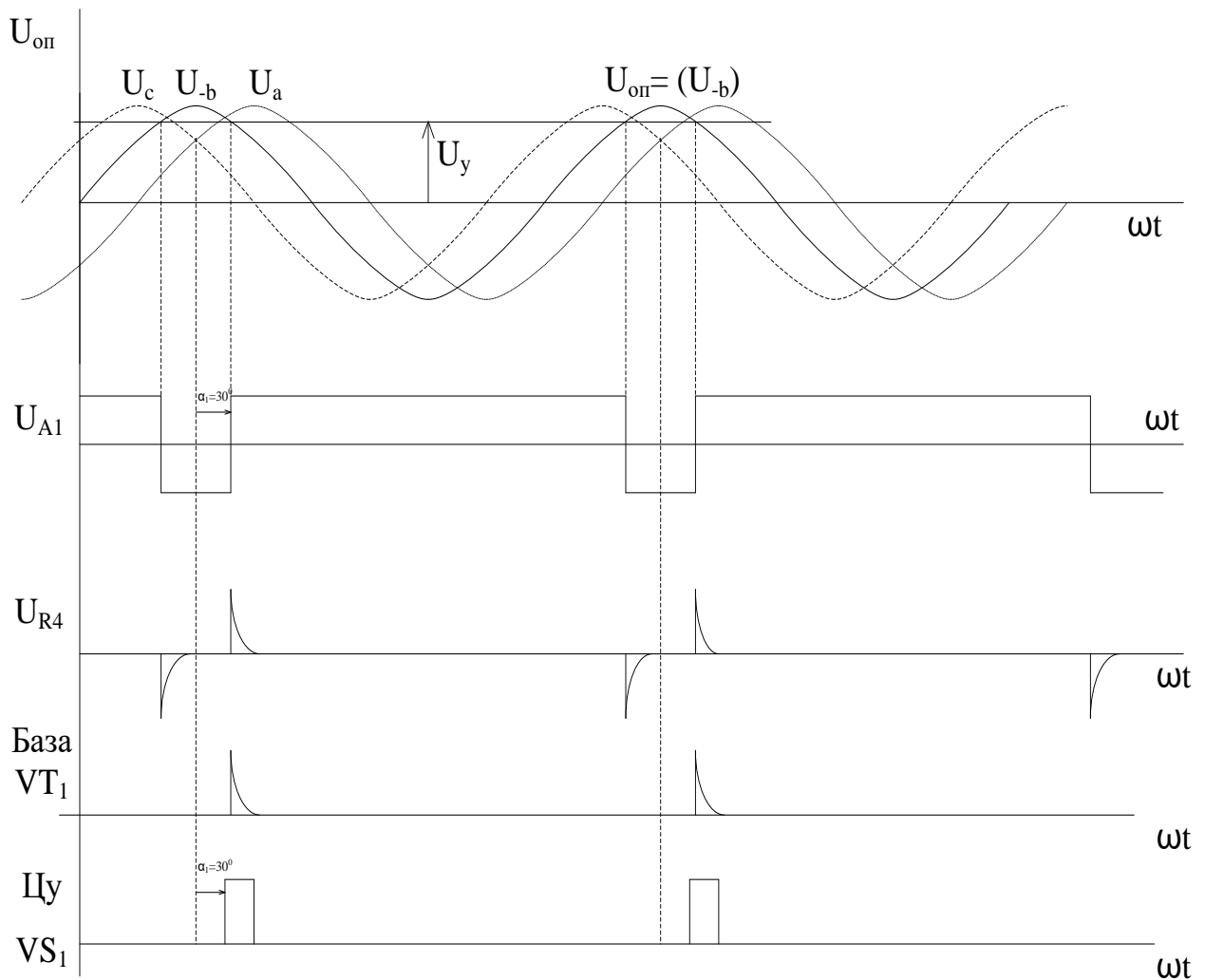


Рис.2.2.6. Временные диаграммы

2.3. Расчет основных параметров (напряжений и токов обмоток) и выбор трансформатора.

Регулирование скорости вращения двигателя постоянного тока в разрабатываемой системе преобразователь-двигатель осуществляется изменением напряжения на якоре путем регулирования выпрямленного напряжения преобразователя. Преобразователь должен иметь такое значение максимальной выпрямленной э.д.с. (E_{do}), чтобы при известном ограничении углов включения тиристорov (α_{min}), максимальном падении напряжения в цепи преобразователь-двигатель (при максимальном токе) и возможном снижении напряжения питающей сети к якору двигателя прикладывалось напряжение, обеспечивающее номинальную скорость вращения двигателя. Это условие может быть записано в виде уравнения баланса напряжений цепи преобразователь-двигатель:

$$K_{c \min} \cdot E_{do} \cdot \cos \alpha_{\min} = E_{д.н.} + U_o + K_l \cdot I_{дн} \cdot R_{\Sigma} + \frac{A \cdot U_{k\%}}{100} \cdot E_{do} \quad (2.1)$$

где $K_{c\min} = U_{1\min} / U_{1н}$ - коэффициент, учитывающий наибольшее снижение напряжения питающей сети, $U_{1\min}$ и $U_{1н}$ - соответственно минимальное и номинальное значение напряжения сети; α_{\min} - минимальный угол включения тиристоров, $\alpha_{\min} = (5-7)$ эл.град при раздельном управлении комплектами и $\alpha_{\min} = (20-30)$ эл.град при совместном управлении; $E_{д.н.}$ - значение э.д.с. вращения двигателя при номинальной скорости, определяемой по паспортным данным двигателя: $E_{д.н.} = U_n - I_n \cdot R_{яц}$, где U_n и R_n - номинальное напряжение и ток двигателя, $R_{яц}$ - сопротивление якорной цепи двигателя; $U_o = n \cdot U_{T(To)}$ - суммарное пороговое напряжение n тиристоров, работающих последовательно в схеме выпрямления одного комплекта, $n=1$ для трехфазной и шестифазной нулевых схем, $n=2$ для однофазной мостовой и трехфазной мостовой схем и т.п.; $U_{T(To)} = (1-1,5)В$ – пороговое напряжение одного тиристора; K_I - коэффициент перегрузки двигателя по току; $I_{дн} = I_n$ - номинальный ток преобразователя; $R_{\Sigma} = R_{a\Sigma} + r_{T\Sigma} + R_{дп} + R_{яц}$ - активное сопротивление цепи преобразователь–двигатель; $R_{a\Sigma}$ - суммарное активное сопротивление обмоток трансформатора, входящих в контур протекания выпрямленного тока, приведенное к его вторичной обмотке, $R_{a\Sigma} = R_a$ для трехфазной и шестифазной нулевых схем, $R_{a\Sigma} = 2R_a$ для трехфазной мостовой схемы; $r_{T\Sigma} = n \cdot r_T$ - суммарное динамическое сопротивление n последовательно включенных тиристоров в схеме выпрямления; $R_{дп}$ - активное сопротивление обмоток всех дросселей (уравнительных и сглаживающих), включенных последовательно в контур протекания тока нагрузки. $U_{k\%} = (4 - 8)\%$ - напряжение короткого замыкания трансформатора; A - коэффициент, определяющий составляющую коммутационного падения напряжения, $A=0,18$ для однофазной мостовой схемы, $A=, 87$ для трехфазной нулевой схемы, $A=1,5$ для шестифазной нулевой схемы, $A=0,5$ для трехфазной мостовой схемы.

Принимаем $I_{дн} \cdot R_{\Sigma} = (0,1 - 0,2) \cdot U_{дн}$, где $U_{дн} = U_n$ - номинальное выпрямленное напряжение преобразователя.

Из уравнения (2.1) получим:

$$E_{do} = \frac{E_{д.н.} + U_o + K_I \cdot I_{дн} \cdot R_{\Sigma}}{K_{c\min} \cdot \cos\alpha_{\min} - A \cdot U_{k\%} / 100} \quad (2.2)$$

После вычисления E_{do} , рассчитываем действующее значение фазной э.д.с. вторичной обмотки трансформатора

$$E_{2\phi} = \frac{E_{do}}{K_{cx}} \quad (2.3)$$

где K_{cx} - коэффициент схемы выпрямления, $K_{cx}=0,9$ для однофазной мостовой схемы, $K_{cx}=1,17$ для трехфазной нулевой схемы, $K_{cx}=1,35$ для шестифазной нулевой схемы, $K_{cx}=2,34$ для трехфазной мостовой схемы.

Рассчитываем требуемый коэффициент трансформации трансформатора и по известным формулам (табл.2.1-2.3) рассчитываем действующие значения фазных токов первичной и вторичной обмоток трансформатора, расчетные значения мощностей первичной и вторичной обмоток, типовую мощность трансформатора.

Трансформатор выбирается по типовой мощности и э.д.с. вторичной обмотки.

Используя паспортные данные, рассчитываем параметры обмоток трансформатора, приведенные к его вторичной обмотке:

$$Z_a = \frac{U_{k\%} \cdot U_{1н}}{100 \cdot I_{1н} \cdot K_T^2}; \quad R_a = \frac{\Delta P_{кз}}{m_1 \cdot I_{1н}^2 \cdot K_T^2}; \quad X_a = \sqrt{Z_a^2 - R_a^2}, \quad (2.4)$$

где Z_a , R_a , X_a - соответственно полное сопротивление короткого замыкания, активное сопротивление и индуктивное сопротивление; $I_{1н}$, $U_{1н}$ - номинальные значения фазного тока и фазного напряжения первичной обмотки трансформатора; $\Delta P_{кз}$ - мощность потерь короткого замыкания трансформатора; K_T - коэффициент трансформации; m_1 - число фаз питания трансформатора.

2.4. Расчет параметров и тиристоров

Выбор вентиля для схем управляемых выпрямителей, работающих на промышленной частоте, осуществляется по току, исходя из допустимой мощности потерь, при которой температура р-п переходов не превышает максимальной, и классу, определяющему повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии.

При выборе вентиля по току необходимо учитывать, что предельный ток прибора, указанный в информационных материалах, соответствует работе вентиля в однофазной однополупериодной схеме с чисто активной нагрузкой (классификационной схеме) и может служить только как ориентир для предварительного выбора вентиля.

Выбор вентиля по току для длительного режима работы преобразователя может быть выполнен в следующей последовательности.

Рассчитываем максимальное среднее значение тока прибора

$$I_a = \frac{K_1 \cdot I_{dH}}{k_{AV}} \quad (2.5)$$

где k_{AV} - коэффициент среднего значения тока вентиля, зависящий от схемы выпрямления, $k_{AV} = 2$ для однофазной двухполупериодной схемы, $k_{AV} = 6$ для шестифазной нулевой схемы, $k_{AV} = 3$ для трехфазной нулевой и мостовой схем.

По максимальному среднему значению тока прибора предварительно выбираем тиристор из серии низкочастотных [7].

Затем необходимо провести проверку выбранного тиристора на нагрев.

Температура тиристора не будет превышать максимально допустимой, если будет выполняться условие, определяемое способом проверки:

а) проверка по максимально допустимому среднему току

$$I_a \leq I_{FAVm} \quad (2.6)$$

где максимально допустимое среднее значение тока I_{FAVm} рассчитывается по выражению

$$I_{FAVm} = \frac{\sqrt{U_{T(T_0)}^2 + 4 \cdot k_\phi^2 \cdot r_T \cdot \frac{T_{jm} - T_a}{R_{thja}} - U_{T(T_0)}}}{2 \cdot k_\phi^2 \cdot r_T}, \quad (2.7)$$

где T_{jm} - допустимая температура перехода; T_a - температура охлаждающей среды; k_ϕ - коэффициент формы тока тиристора, определяемый по графику Рис. 3.11 [7] для заданной схемы выпрямления; R_{thja} - тепловое сопротивление переход-среда;

$R_{thja} = R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha}$; R_{thjc} - тепловое сопротивление переход-корпус, определяемое по паспортным данным выбранного тиристора; R_{thch} - тепловое сопротивление корпус - контактная поверхность охладителя, определяется из данных рекомендуемых охладителей [7]; R_{thha} - тепловое сопротивление контактная поверхность охладителя - охлаждающая среда, определяется из данных охладителей, раздел 19, [7];

б) проверка по максимально допустимому амплитудному значению тока

$$K_I I_{dH} \leq I_{FAVMm} \quad (2.8)$$

Максимально допустимое амплитудное значение тока I_{FAVMm} определяется по выражению [7]

$$I_{FAVMm} = \frac{\sqrt{U_{T(To)}^2 + 4 \cdot r_T \cdot P_{FAVM}} - U_{T(To)}}{2 \cdot r_T}, \quad (2.9)$$

где P_{FAVM} - допустимая амплитуда импульса мощности, определяемая по выражению [7]

$$P_{FAVM} = \frac{T_{jm} - T_a}{\frac{\tau \cdot R_{thja}}{T} + (1 - \frac{\tau}{T}) \cdot Z_{\tau+T} - Z_T + Z_\tau}, \quad (2.10)$$

где T_{jm} - допустимая температура структуры; T_a - температура охлаждающей среды; T - период протекания тока через тиристор, $T=0,02$ с при $f=50$ Гц; τ - длительность импульса тока через тиристор; $Z_{\tau+T}$, Z_T , Z_τ - переходные тепловые сопротивления, соответствующие интервалам времени $\tau+T$, T , τ , определяются по графикам зависимостей переходного теплового сопротивления переход-среда $Z_{(th)tja}$ от времени.

Необходимый класс тиристора определяется делением повторяющегося импульсного напряжения на 100 и округлением результата до целого числа. Повторяющееся импульсное напряжение может быть рассчитано по формуле

$$U_{DRM} = (1,5 - 2) \cdot U_{B.MAX}, \quad (2.11)$$

где $U_{B.MAX}$ - максимальное значение синусоидального напряжения, прикладываемое к тиристор.

2.5. Расчет сглаживающего фильтра

Для улучшения коммутации тока двигателя постоянной тока и снижения его нагрева при питании от источника с пульсирующим напряжением необходимо ограничивать пульсации тока якоря на заданном уровне (как правило, пульсации тока не должны превышать (2–15)% от номинального тока двигателя в зависимости от конкретных требований). Снижение пульсаций выпрямленного тока осуществляется включением последовательно с якорем двигателя сглаживающего дросселя с требуемой индуктивностью.

Необходимая индуктивность цепи выпрямленного тока определяется по формуле

$$L_d = \frac{U_{dmm} \cdot 100}{\sqrt{2} \cdot k \cdot p \cdot \omega \cdot p_{1\%} \cdot I_{dн}}, \quad (2.12)$$

где U_{dmm} - амплитуда основной гармоники выпрямленного напряжения, В; $k=1,2,3,\dots$ - кратность частоты гармоники по отношению к частоте сети; p - число пульсаций

выпрямленного напряжения за период напряжения питающей сети (пульсность схемы преобразователя); $r_{1\%}$ - допустимое действующее значение основной (наибольшей) гармоники выпрямленного тока, %; $I_{дн}$ - номинальный ток двигателя (преобразователя), А.

Амплитудное значение напряжения k -ой гармонической составляющей выпрямленного напряжения U_{dmk} в заданной схеме выпрямления зависит от наибольшего среднего значения выпрямленного напряжения E_{do} и угла регулирования α

$$U_{dmk} = \frac{2 \cdot E_{do} \cdot \cos \alpha}{k^2 \cdot p^2 - 1} \cdot \sqrt{1 + k^2 \cdot p^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \alpha} \quad , \quad (2.13)$$

Необходимо помнить, что в симметричных схемах выпрямления (симметричными называются схемы, состоящие только из управляемых ключей (тиристоров), несимметричными - мостовые схемы, в которых одно плечо (катодная или анодная группа) состоит из управляемых ключей, а другое - из неуправляемых ключей (диодов)) основной гармоникой является первая гармоника.

Считая, что причиной, обуславливающей необходимость ограничения пульсаций выпрямленного тока, является улучшение коммутации в двигателе, расчет требуемой индуктивности дросселя целесообразно проводить из условия ограничения пульсаций при наибольшей (номинальной) скорости вращения двигателя, при которой условия коммутации наиболее тяжелые.

Значение угла управления, обеспечивающего номинальную скорость вращения, может быть найдено из уравнения электромеханической характеристики двигателя:

$$\Omega = \frac{E_{do} \cdot \cos \alpha - U_o}{c_E \cdot \Phi} - \frac{I_d \cdot (R_\Sigma + m \cdot X_a / 2 \cdot \pi)}{c_E \cdot \Phi} \quad , \quad (2.14)$$

где m - число фаз выпрямления схемы, (пульсность $m=p$).

Коэффициент $c_E \cdot \Phi$ определяется с использованием паспортных данных двигателя по формуле

$$c_E \cdot \Phi = \frac{U_n - I_n \cdot R_{яц}}{\Omega_n} \quad , \quad (2.15)$$

где Ω_n - номинальная скорость вращения, 1/с; $\Omega_n = \pi n_n / 30$; n_n - номинальная скорость вращения, об/мин.

После расчета необходимой индуктивности контура протекания выпрямленного тока рассчитываем индуктивность сглаживающего дросселя

$$L_{дп} = L_d - L_я - L_{a\Sigma} \quad , \quad (2.16)$$

где: $L_{a\Sigma}$ - суммарная, приведенная к вторичной обмотке, индуктивность обмоток трансформатора, входящих в контур протекания выпрямленного тока, $L_{a\Sigma}$ определяется аналогично активному сопротивлению обмоток $R_{a\Sigma}$, (см. описание обозначений параметров, входящих в формулу (2.1)); $L_я$ - индуктивность якорной цепи двигателя, которая, при отсутствии информации в паспортных данных, может быть определена по формуле

$$L_я = k \cdot \frac{30 \cdot U_n}{\pi \cdot I_n \cdot n_n \cdot p_d} \quad , \quad (2.17)$$

где p_d - число пар полюсов двигателя; $k=(0,5-0,6)$ для некомпенсированных двигателей; $k=0,1$ для компенсированных двигателей.

Если при расчете индуктивности сглаживающего дросселя оказалось, что дроссель не нужен ($L_{дп} < 0$), необходимо, используя выражение (2.12), определить уровень пульсаций тока ($p_1\%$), который будет при отсутствии дросселя.

2.6. Расчет регулировочных характеристик выпрямителя

В этом разделе необходимо произвести расчет и построение регулировочной характеристики преобразователя, а также проверку правильности выбора трансформатора.

Регулировочная характеристика преобразователя - зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла включения тиристоров при постоянном токе нагрузки ($U_d = f(\alpha)$ при $I_d = \text{const}$). Регулировочная характеристика рассчитывается и строится для режима непрерывного тока.

В режиме непрерывного тока зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от параметров преобразователя описывается уравнением

$$U_d = K_c \cdot E_{do} \cdot \cos \alpha - U_o - (R_{a\Sigma} + r_{T\Sigma} + R_{дп} + m \cdot X_a / 2 \cdot \pi) \cdot I_d \quad , \quad (2.18)$$

Вначале производится расчет зависимости э.д.с. преобразователя от угла включения тиристоров в режиме номинального напряжения питающей сети ($K_c=1$)

$$E_d = E_{do} \cdot \cos \alpha \quad , \quad (2.19)$$

Затем рассчитываются и строятся характеристики для следующих режимов:

1). Режим номинального напряжения питающей сети, ($K_c=1$) и холостого хода преобразователя (двигателя), ($I_d=0$);

2). Режим номинального напряжения питающей сети, ($K_c=1$) и номинальной нагрузки преобразователя (двигателя), ($I_d=I_{дн}$);

3). Режим номинального напряжения питающей сети, ($K_c=1$) и максимальной нагрузки преобразователя (двигателя), ($I_d=K_I I_{дн}$);

4). Режим минимального напряжения питающей сети, ($K_c=K_{c.min}$) и максимальной нагрузки преобразователя (двигателя), ($I_d=K_I I_{дн}$).

Последний из перечисленных режимов является наиболее тяжелым рабочим режимом и именно в этом режиме осуществляется проверка правильности выбора трансформатора.

2.7. Расчет внешних характеристик выпрямителя

Внешние характеристики - зависимости среднего значения выпрямленного напряжения от тока нагрузки преобразователя при постоянном угле включения [$U_d=f(I_d)$ при $\alpha=const$]. Необходимо построить характеристики для нескольких значений угла включения, например, 30, 60, 90, 120, 150 эл.град.

Внешние характеристики неререверсивных преобразователей имеют зону прерывистого тока.

В начале необходимо рассчитать и построить характеристики в режиме непрерывного тока нагрузки с использованием выражения (2.18). Можно принять, что $K_c=1$.

Затем, на полученные характеристики режима непрерывного тока наносится (пунктиром) линия граничного режима, разделяющая зоны непрерывного тока и прерывистого тока. Среднее значение тока нагрузки в граничном режиме зависит от параметров нагрузки и преобразователя и определяется по выражению

$$L_{d.zp} = \frac{E_{do} \cdot \sin \alpha}{\omega(L_{дп} + L_{я} + L_{a\Sigma})} \cdot \left(1 - \frac{\pi}{m} \cdot \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m}\right), \quad (2.20)$$

где $L_{дп}$ - индуктивность только сглаживающих дросселей

Полученные выше характеристики в режиме непрерывного тока существуют только до пересечения с линией граничного режима при $I_d \geq I_{d.zp}$.

В режиме прерывистого тока (при $I_d < I_{d.sp}$) средние значения выпрямленного напряжения и тока при условии пренебрежения падением напряжения на активных сопротивлениях элементов преобразователей описываются выражениями:

$$U_d = E_m \cdot \frac{1}{\lambda} \cdot [\sin(\lambda + \alpha - \pi/m) - \sin(\alpha - \pi/m)] \quad , \quad (2.21)$$

$$I_d = \frac{m}{\pi} \cdot \frac{E_m}{\omega(L_{дп} + L_{я} + L_{a\Sigma})} \cdot \sin \frac{\lambda}{2} - \sin(\alpha + \frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{m}) \cdot (1 - \frac{\lambda}{2} \operatorname{ctg} \frac{\lambda}{2}) \quad , \quad (2.22)$$

где λ - длительность интервала протекания прерывистого тока нагрузки, которая принимается за расчетный параметр и изменяется от значения $\lambda = 2\pi/m$ при граничном значении тока до $\lambda = 0$ при $I_d = 0$; $E_m = E_{2\phi m}$ - амплитуда фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора в трехфазной и шестифазной нулевых схемах; $E_m = E_{2lm}$ - амплитуда линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора в трехфазной мостовой схеме.

При нулевом значении тока нагрузки напряжение на выходе преобразователя достигает своего наибольшего значения

$$U_d = E_m - U_o \quad \text{при } 0 \leq \alpha \leq \pi/m \quad ; \quad (2.23)$$

$$U_d = E_m \cdot \cos(\alpha - \pi/m) - U_o \quad \text{при } \alpha \geq \pi/m.$$

Для построения характеристики в режиме прерывистого тока достаточно взять три-четыре значения λ в указанных выше пределах.

2.8. Расчет энергетических характеристик выпрямителя

Энергетические характеристики позволяют оценить эффективность потребления и преобразования электрической энергии. Основными энергетическими характеристиками являются коэффициент мощности и коэффициент полезного действия.

Коэффициент мощности и его составляющие позволяют оценить эффективность потребления электроэнергии преобразователем и частично его влияние на питающую сеть.

Активная мощность, потребляемая преобразователем из питающей сети, равна:

$$P = P_{do} \cdot \cos(\alpha + \gamma/2) \cdot \cos(\gamma/2), \quad (2.24)$$

где $P_{do} = E_{do} \cdot I_d$ - максимальная расчетная мощность на стороне выпрямленного напряжения; γ - угол коммутации, рассчитываемый по выражению

$$\gamma = \arccos \left(\cos \alpha - \frac{m \cdot X_a}{\pi \cdot E_{do}} \cdot I_d \right) - \alpha, \quad (2.25)$$

Реактивная мощность

$$Q = P_{do} \cdot \sin(\alpha + \gamma/2) \cdot \cos(\gamma/2), \quad (2.26)$$

Мощность первой гармоники

$$S_1 = \sqrt{P^2 + Q^2} = P_{do} \cdot \cos(\gamma/2), \quad (2.27)$$

Полная мощность

$$S = P / (K_H \cdot \cos(\alpha + \gamma/2)) = P_{do} \cdot \cos(\gamma/2) / K_H, \quad (2.28)$$

где K_H - коэффициент искажения потребляемого из сети тока, $K_H = 3/\pi$ в трехфазной мостовой схеме $K_H = 3\sqrt{3}/2\pi$ в трехфазной нулевой схеме.

Коэффициент мощности

$$K_M = P / S_1 = K_H \cdot \cos(\alpha + \gamma/2), \quad (2.29)$$

Коэффициент полезного действия преобразователя

$$\eta = \frac{P_{нагр}}{P_{нагр} + \Delta P} = \frac{U_d}{U_d + U_o + I_d \cdot (R_{a\Sigma} + r_{T\Sigma} + R_{ДР})}, \quad (2.30)$$

Перечисленные энергетические характеристики необходимо построить в зависимости от среднего значения выпрямленного напряжения U_d для $I_d = I_{дн}$. Для расчета коэффициента мощности, полной мощности и ее составляющих по заданным значениям: $U_d = 0$; $U_d = 0,24U_{дн}$; $U_d = 0,4U_{дн}$; $U_d = 0,6U_{дн}$; $U_d = 0,8U_{дн}$; $U_d = U_{дн}$, из выражения (2.18) определяются соответствующие им значения углов включения тиристоров α , а по выражению (2.25) - значения углов коммутации γ . Затем по формулам (2.24), (2.26) - (2.30) производится расчет и построение характеристик.

Список литературы

1. Попков О.З. Основы преобразовательной техники: учебное пособие для вузов. М.: Издательский дом МЭИ, 2007. 200с.: ил.
2. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. М.: Высшая школа , 1980. 422с.
3. Полупроводниковые выпрямители. Под ред. Ф.И.Ковалева и Г.В. Мостковой. М.: Энергия, 1978.478с.
4. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1988.
5. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов. М.: Высшая школа, 1982 (для изучения с. 287 - 365)
6. Чаки Ф., Герман И., Ипшич И., и др. Силовая электроника. Пер. с англ. М.: Энергоиздат, 1982. 384с.
7. Чебовский О.Г. , и др. Силовые полупроводниковые приборы. Справочник. М.: Энергоатомиздат, 1985. 400с