

МЕЖГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«БЕЛОРУССКО-РОССИЙСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Кафедра «Электропривод и АПУ»

СИЛОВАЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

*Методические рекомендации к практическим занятиям
для студентов специальности
1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы»
дневной и заочной форм обучения*



Могилев 2019

УДК 621.314
ББК 31.2645
С 36

Рекомендовано к изданию
учебно-методическим отделом
Белорусско-Российского университета

Одобрено кафедрой «Электропривод и АПУ» «04» февраля 2019 г.,
протокол № 7

Составитель ст. преподаватель Г. В. Бочкарев

Рецензент канд. техн. наук С. В. Болотов

Методические рекомендации предназначены для студентов специальности
1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы» дневной и заочной форм
обучения.

Учебно-методическое издание

СИЛОВАЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Ответственный за выпуск	Г. С. Ленеvский
Технический редактор	А. А. Подошеvко
Компьютерная верстка	Н. П. Полевничая



Подписано в печать . Формат 60×84/16. Бумага офсетная. Гарнитура Таймс.
Печать трафаретная. Усл. печ. л. . Уч.-изд. л. . Тираж 115 экз. Заказ №

Издатель и полиграфическое исполнение:
Межгосударственное образовательное учреждение высшего образования
«Белорусско-Российский университет».
Свидетельство о государственной регистрации издателя,
изготовителя, распространителя печатных изданий
№ 1/156 от 07.03.2019.
Пр-т Мира, 43, 212022, Могилев.

© Белорусско-Российский
университет, 2019

Содержание

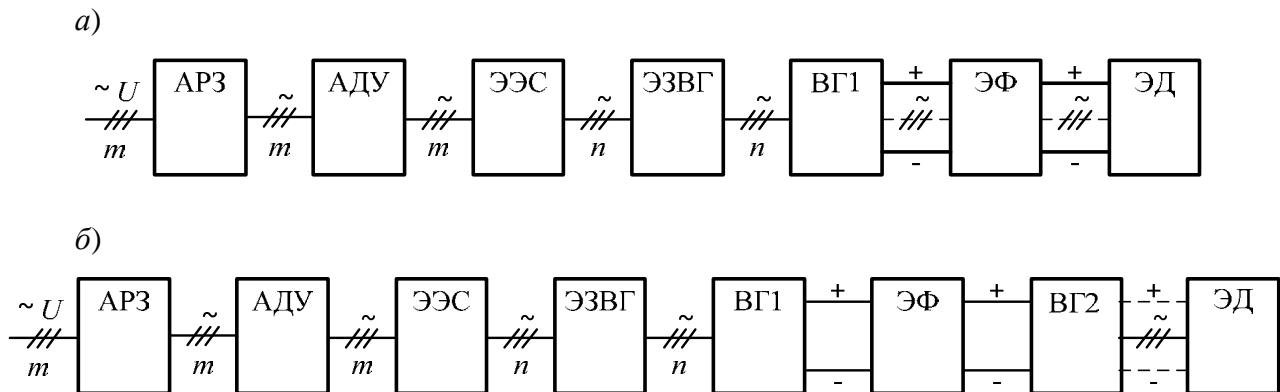
1 Практическое занятие № 1. Методика расчета параметров и выбор элементов и узлов преобразовательной техники.....	4
2 Практическое занятие № 2. Методика расчета элементов силовой части управляемых выпрямителей.....	9
3 Практическое занятие № 3. Методика расчета статических и динамических характеристик управляемых выпрямителей.....	17
4 Практическое занятие № 4. Методика расчета элементов силовой части широтно-импульсных преобразователей (ШИП).....	21
5 Практическое занятие № 5. Анализ электромагнитных процессов широтно-импульсных преобразователей (ШИП).....	27
6 Практическое занятие № 6. Методика расчета элементов силовой части автономных инверторов (АИ).....	30
7 Практическое занятие № 7. Анализ электромагнитных процессов автономных инверторов (АИ).....	38
8 Практическое занятие № 8. Методика расчета элементов силовой части тиристорного преобразователя частоты и анализ электромагнитных процессов.....	44
Список литературы.....	47



1 Практическое занятие № 1. Методика расчета параметров и выбор элементов и узлов преобразовательной техники

Наибольшее распространение в промышленно выпускаемых электроприводах нашли преобразователи с однокаскадным и двухкаскадным преобразованием электрической энергии, питание которых осуществляется от промышленных сетей переменного тока.

Структуры построения силовой части таких преобразователей представлены на рисунке 1.1.



а – с однокаскадным преобразованием энергии; б – с двухкаскадным преобразованием энергии

Рисунок 1.1 – Структуры построения силовой части преобразователей

В состав структур входят следующие звенья:

- аппарат релейной защиты (АРЗ);
- аппарат дистанционного управления (АДУ);
- элемент электромагнитного согласования с питающей сетью (ЭЭС);
- элементы защиты вентильной группы (ЭЗВГ);
- вентильная группа (ВГ1, ВГ2);
- элементы фильтрующие (ЭФ);
- электродвигатель (ЭД).

Структура, представленная на рисунке 1.1, а, соответствует таким преобразователям, как управляемые выпрямители (УВ), регуляторы переменного напряжения (РПН), непосредственные преобразователи частоты (НПЧ). Структура, представленная на рисунке 1.1, б, соответствует таким преобразователям, как импульсные преобразователи постоянного тока (ИППТ), частотные преобразователи переменного тока (ЧППТ).

В качестве АРЗ в данных структурах применяют рубильники, автоматические выключатели, автоматические выключатели с электроприводом. В современных электроприводах малой и средней мощности наибольшее применение нашли автоматические выключатели. Защита ЭЭС от токов к. з. осуществляется АРЗ. Защита вентильных групп от коммутационных напряжений, возникающих

при переключении полупроводниковых ключей и в момент отключения электрических цепей, выполняется RC-цепями и варисторами.

В приведенных структурах АРЗ, АДУ, ЭЭС, ЭЗВГ имеют однотипное исполнение и методики расчета и выбора.

Выбор воздушных автоматических выключателей (АВ). Воздушные АВ в основном предназначены для защиты электроустановок до 1000 В от коротких замыканий и перегрузок. В некоторые типы АВ могут быть встроены расцепители минимального напряжения, выполняющие отключение при понижении напряжения в сети.

АВ могут быть также использованы для нечастых оперативных включений и отключений (для АЕ-2000 до 30 в час).

Основные преимущества АВ по сравнению с плавкими предохранителями: возможность быстрого включения после срабатывания; более стабильные характеристики; возможность реализации дополнительных видов защиты.

В электроустановках наибольшее применение получили АВ серий АЕ-1000, АЕ-200, АЕ-3700. Технические данные типоразмеров автоматических выключателей вышеуказанных серий приведены в справочниках.

АВ выбирают по следующим условиям:

$$\begin{aligned} U_{н.а} &\geq U_{н.у}; I_a \geq I_{н.у}; I_{н.р.} \geq K_{н.т.} \cdot I_{р.макс}; \\ I_{н.э} &\geq K_{н.э.} \cdot I_{к.макс}; I_{пред.откл} \geq I_{к.макс}, \end{aligned} \quad (1.1)$$

где $U_{н.а}$, $U_{н.у}$ – номинальное напряжение АВ и электроустановки соответственно;

I_a , $I_{н.у}$ – номинальные токи АВ и электроустановки;

$I_{н.р.}$ – номинальный ток теплового расцепителя АВ;

$K_{н.т.}$ – коэффициент надежности, учитывающий разброс по току срабатывания теплового расцепителя, принимается в пределах от 1,1 до 1,3;

$I_{н.э}$ – ток отсечки электромагнитного расцепителя;

$K_{н.э.}$ – коэффициент надежности, учитывающий разброс параметров электромагнитного расцепителя и пускового тока электродвигателя (для АВ АЕ-2000 $K_{н.э.} = 1,25$, для АЕ-3700 $I_{н.э} = 1,5$);

$I_{пред.откл}$ – предельный, отключаемый АВ ток;

$I_{к.макс}$ – максимальный ток короткого замыкания (к. з.) в месте установки АВ,

$$I_{к.макс} = U_n / \left[\sqrt{3} (z_T + z_L) \right], \quad (1.2)$$

где z_T – сопротивление трансформатора, приведенное к напряжению 400 В;

z_L – сопротивление линии от шин 0,4 кВ до места установки автоматического выключателя,

Выбор магнитных пускателей и контакторов. Наиболее широкое применение в электроустановках нашли магнитные пускатели серии ПМЛ и кон-



тактные приставки серии ПКЛ. Номинальный ток контактов приставок равен 40 А, а номинальное напряжение изоляции – 660 В.

Выбор магнитных пускателей и контакторов производится:

- 1) по номинальному напряжению сети

$$U_{н.н} \geq U_n,$$

где $U_{н.н}$ – номинальное напряжение катушки, аппарата;

U_n – номинальное напряжение сети;

- 2) по номинальному току нагрузки (длительный расчетный ток цепи) силовых и вспомогательных контактов

$$I_{н.н} \geq I_{н.нагр.},$$

где $I_{н.н}$ – номинальный ток аппарата для конкретного режима работы;

$I_{н.нагр.}$ – номинальный ток нагрузки;

- 3) по номинальному напряжению силовых и вспомогательных контактов

$$U_{н.н} \geq U_n,$$

где $U_{н.н}$ – номинальное напряжение контактов;

- 4) по режиму работы (АС1, АС2, АС3, АС4 – для аппарата переменного тока и ДС1...ДС5 – для аппарата постоянного тока);

- 5) по числу выключений в час.

Расчет и выбор быстродействующих предохранителей. При разработке тиристорных преобразователей расчетными аварийными режимами являются внешнее и внутреннее к. з., а также однофазное и двухфазное опрокидывание инвертора в реверсивных преобразователях.

При расчетах определяют ударный ток к. з. I^2t (тепловой эквивалент) и при необходимости мгновенные значения аварийного тока.

Расчет интегралов предельной нагрузки I^2t производится для сравнения с тепловым эквивалентом I^2t тиристорных преобразователей предохранителей и для проверок селективности защиты.

При внешних к. з. расчет токов ведется в предположении, что угол регулирования преобразователя равен нулю, при этом токи к. з. максимальны.

Для напряжения ударного тока глухого внешнего к. з. вначале находится амплитуда базового тока к. з.:

$$I_{к.м} = \frac{U_{2м.ф}}{\sqrt{X_{2к}^2 + r_{2к}^2}}, \quad (1.3)$$

где $U_{2м.ф}$ – амплитуда фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора



при холостом ходе;

$X_{2\kappa}$ и $r_{2\kappa}$ – приведенные к вторичной стороне реактивное и активное сопротивления одной фазы трансформатора и питающей сети переменного тока, т. е. $X_{2\kappa} = X_{2\kappa.m} + X_{2\kappa.c}$ и $r_{2\kappa} = r_{2\kappa.m} + r_{2\kappa.c}$.

При мощностях тиристорных преобразователей до 500 кВт сопротивлением питающей сети можно пренебречь.

Далее определяется

$$\operatorname{ctg}\varphi_{\kappa} = r_{2\kappa} / X_{2\kappa} \quad (1.4)$$

и находится ударный ток глухого внешнего к. з.:

$$I_{y\delta.} = I_{\kappa.m} \cdot i_{*y\delta.}, \quad (1.5)$$

где $i_{*y\delta.}$ определяется по [1, рисунок 1-127, а] в зависимости от $\operatorname{ctg}\varphi_{\kappa}$.

Интеграл предельной нагрузки при глухом внешнем к. з. можно найти по формуле

$$I^2 \cdot t = I_{\kappa.m}^2 (I_*^2 \cdot t), \quad (1.6)$$

где $I_*^2 \cdot t$ определяется в зависимости от $\operatorname{ctg}\varphi_{\kappa}$ по [1, рисунок 1-127, б].

Если тиристорный преобразователь питается от сети через анодные токоограничивающие реакторы, то $X_{2\kappa.m}$ и $r_{2\kappa.m}$ представляют собой реактивное и активное сопротивления этих реакторов, $U_{2л}$ – линейное напряжение сети.

Мгновенные значения тока глухого внешнего к. з. рассчитываются по формуле

$$i_{\kappa} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{2л}}{2\sqrt{X_{2\kappa}^2 + r_{2\kappa}^2}} \left[\sin\left(\nu + \frac{\pi}{3} - \varphi_{\kappa}\right) - \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_{\kappa}\right) \cdot e^{-\nu \cdot \operatorname{ctg}\varphi_{\kappa}} \right]. \quad (1.7)$$

Ударный ток внутреннего к. з. определяется по (1.5), где $i_{*y\delta.}$ берется по [1, рисунок 1-129, а] в зависимости от $\operatorname{ctg}\varphi_{\kappa}$, а базовый ток определяется по (1.3). Интеграл предельной нагрузки при внутреннем к. з. находится по (1.6), в котором $I_*^2 \cdot t$ определяется по (1.5) [1, рисунок 1-129, б] в зависимости от $\operatorname{ctg}\varphi_{\kappa}$.

Мгновенные значения тока внутреннего к. з. рассчитываются по формуле

$$i_{\kappa} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{2л}}{2\sqrt{X_{2\kappa}^2 + r_{2\kappa}^2}} \left[\sin(\nu - \varphi_{\kappa}) - \sin \varphi_{\kappa} \cdot e^{-\nu \cdot \operatorname{ctg}\varphi_{\kappa}} \right]. \quad (1.8)$$

Действующее значение тока внутреннего к. з. определяется по его ударному току:



$$I_{к.действ.} = I_{уд} / \sqrt{2}, \quad (1.9)$$

где $I_{уд}$ находится по формуле (1.5).

Предохранители выбирают по условию защиты тиристоров

$$I^2 \cdot t_{откл.макс} \leq I^2 \cdot t_{тир}. \quad (1.10)$$

По $I^2 \cdot t_{откл.макс}$ при данном токе $I_{к.действ.}$ определяют наибольший номинальный ток плавкой вставки предохранителя. Плавкие вставки с данным и меньшим номинальными токами защищают неповрежденные тиристоры.

Расчет и выбор защитных RC-цепей. Переходные процессы в цепях преобразователей электрической энергии часто сопровождаются перенапряжениями, основными из которых являются: перенапряжения, обусловленные внутренними процессами в полупроводниковых приборах в моменты коммутации тока; коммутационные перенапряжения, возникающие в моменты отключения внешних цепей с индуктивностями; перенапряжения, вызванные резонансными явлениями в преобразователях; внешние перенапряжения, поступающие из питающей сети. Перенапряжения могут привести к электрическому пробоем приборов.

Защитные RC-цепи предназначены для ограничения скорости нарастания напряжения и снижения перенапряжений на вентилях схемы.

Параметры RC-цепей определяются компромиссным решением с учетом достаточного ограничения уровня напряжения и скорости изменения напряжения на вентиле, а также ограничения амплитуды разрядного тока защитного конденсатора в момент включения вентиля при максимальном угле регулирования.

Параметры RC-цепей, защищающих полупроводниковые приборы от внутренних перенапряжений, ориентировочно можно определить по следующим формулам:

$$R = U_{обр.м} / I_{обр.м}; \quad (1.11)$$

$$C = \frac{e_k \cdot I_{обр.м}^2}{\omega \cdot I_{пр.м} \cdot U_{обр.м}}, \quad (1.12)$$

где e_k – напряжение короткого замыкания трансформатора в отн. ед.;

$I_{пр.м}$ – максимальное значение прямого тока вентиля;

$U_{обр.м}$ – максимальное значение обратного напряжения вентиля;

$I_{обр.м}$ – максимальное значение обратного тока вентиля;

ω – угловая частота питающего напряжения.

Параметры RC-цепей, соответствующие экспериментальным данным, выбираются в следующих пределах: $R = 33 \dots 200 \text{ Ом}$; $C = 0,1 \dots 0,5 \text{ мкФ}$.

Индивидуальные задания по расчету элементов и узлов выдаются преподавателем.



2 Практическое занятие № 2. Методика расчета элементов силовой части управляемых выпрямителей

Основными элементами силовой части УВ являются следующие:

- 1) силовые согласующие трансформаторы;
- 2) токоограничивающие реакторы;
- 3) тиристоры;
- 4) диоды;
- 5) сглаживающие дроссели;
- 6) уравнивательные дроссели.

Методики расчета перечисленных элементов приведены в [2–4]. Согласно данным методикам должна обеспечиваться следующая последовательность расчета и выбора элементов силовой части УВ:

- 1) силовой трансформатор;
- 2) вентили;
- 3) токоограничивающие реакторы;
- 4) уравнивательные дроссели;
- 5) сглаживающий дроссель;
- 6) элементы защиты.

Состав элементов в приведенной последовательности расчета определяется согласно схеме электрической принципиальной силовой части УВ.

Расчет параметров и выбор силового трансформатора (СТ). Исходными данными для расчета СТ являются номинальные средние значения выпрямленного напряжения и тока, определяемые по паспортным данным электродвигателя.

Действующие значения ЭДС фазы вторичной обмотки СТ необходимо рассчитывать с учетом падений напряжения в контурах тока нагрузки, возможного снижения напряжения питающей сети, схмотехнического решения УВ. Максимальные значения ЭДС вентильного преобразователя при угле управления $\alpha = 0$ рассчитываются, в общем случае, по выражению

$$E_{d0} = k_c(U_{dn} + \Delta U_{cd} + \Delta U_{y\delta} + \Delta U_{mp} + \Delta U_k + \Delta U_{\delta}), \quad (2.1)$$

где k_c – коэффициент запаса по напряжению, учитывающий возможное снижение напряжения сети на 10 %, $k_c = 1,1$;

U_{dn} – номинальное напряжение электродвигателя, $U_{dn} = U_{ян}$;

ΔU_{cd} – падение напряжения на сглаживающем дросселе, $\Delta U_{cd} = (0,005 \dots 0,01)U_{dn}$;

$\Delta U_{y\delta}$ – падение напряжения на уравнивательных реакторах (дросселях) для реверсивных схем, $\Delta U_{y\delta} = (0,005 \dots 0,01)U_{dn}$;

ΔU_{mp} – падение напряжения на активном сопротивлении СТ (для трехфазных нулевых схем выпрямления $\Delta U_{mp} = (0,015 \dots 0,025)U_{dn}$; для трехфазных мостовых схем выпрямления $\Delta U_{mp} = (0,02 \dots 0,03)U_{dn}$);

ΔU_k – коммутационное падение напряжения, $\Delta U_k = A \frac{U_k}{100} U_{dn}$;

A – коэффициент, определяемый схемой выпрямителя (для трехфазных ну-



левых схем выпрямления $A = 0,87$; для мостовых схем выпрямления $A = 0,5$);

U_k – напряжение короткого замыкания СТ, $U_k = 5 \dots 7$ %;

ΔU_e – падение напряжения на вентилях (для нулевых схем выпрямления $\Delta U_e = 0,5 \dots 1$ В; для мостовых схем выпрямления $\Delta U_e = 1,5 \dots 2$ В).

В реверсивных УВ с совместным согласованным управлением группами вентилях требуется ограничение минимального угла управления α_{\min} для существования контура уравнивающего тока, поэтому необходимо формирование запаса напряжения на трансформаторе, учитывающее неполное отпирание тиристоров УВ. Максимальное значение ЭДС для таких УВ рассчитывается согласно выражению

$$E_{d0'} = k_\alpha \cdot E_{d0}, \quad (2.2)$$

где k_α – коэффициент запаса по напряжению, учитывающий неполное отпирание параметров при максимальном управляющем сигнале, $k_\alpha = 1,1 \dots 1,2$.

Действующее значение ЭДС фазы вторичной обмотки СТ рассчитывается по выражению

$$E_{2\phi} = k_{cx} \cdot E_{d0}, \quad (2.3)$$

где k_{cx} – коэффициент схемы (таблица 2.1);

для реверсивных схем с совместным управлением группами $E_{2\phi} = k_{cx} E_{d0'}$.

Таблица 2.1 – Расчетные коэффициенты силовых схем

Номер схемы	Коэффициент						
	m	m_n	α	k_{cx}	k_{I1}	k_{I2}	k_o
1	1	2	1	1,11	1,0	1,0	2,82
2	1	2	1	1,11	1,0	1,0	1,41
3	1	2	1	1,11	$\sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$	$\sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$	1,41
4	3	3	1	0,855	0,82	0,58	2,41
5	3	6	2	0,428	0,82	0,82	1,41
6	3	6...3	2	0,428	0,82 $\alpha < \pi/3$	0,82 $\alpha < \pi/3$	1,41
7	3	6	0,5	0,855	0,71	0,29	2,45

Примечание – 1 – однофазная нулевая двухполупериодная; 2 – однофазная мостовая симметричная; 3 – однофазная мостовая несимметричная; 4 – трехфазная нулевая; 5 – трехфазная мостовая симметричная; 6 – трехфазная мостовая несимметричная; 7 – трехфазная нулевая шестипульсная с уравнивающим ротором

Действующее значение линейного тока вторичной обмотки I_{2l} , А, рассчитывается по формуле

$$I_{2l} = k_i \cdot k_{I2} \cdot I_{dH}, \quad (2.4)$$



где k_i – коэффициент непрямоугольности тока в обмотках силового трансформатора, $k_i = 1,05 \dots 1,1$;

k_{I2} – коэффициент тока вторичной обмотки (см. таблицу 2.1).

Действующее значение линейного тока первичной обмотки силового трансформатора A

$$I_{1.l} = \frac{k_i k_{I1}}{k_{mp}} I_{dн}, \quad (2.5)$$

где k_{I1} – коэффициент тока первичной обмотки (см. таблицу 2.1);

k_{mp} – коэффициент трансформации,

$$k_{mp} = \frac{E_{1\phi}}{E_{2\phi}} = \frac{U_{1\phi}}{U_{2\phi}}. \quad (2.6)$$

При соединении обмоток трехфазного трансформатора по схеме «звезда» линейный ток равен фазному, т. е.

$$\left. \begin{aligned} I_{1.l} &= I_{1\phi}; \\ S_{2.l} &= I_{2\phi} \cdot \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

Расчетное значение мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора, S_1 и S_2 , кВ·А, определяют по формуле

$$\left. \begin{aligned} S_1 &= m I_{1\phi} E_{1\phi}; \\ S_2 &= m I_{2\phi} E_{2\phi}, \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

где m – число фаз трансформатора.

Расчетная (типовая) мощность силового трансформатора $S_T = (S_1 + S_2) / 2$.

По полученному значению расчетной мощности выбирают силовой трансформатор. При этом должны быть соблюдены следующие условия:

$$S_T \leq S_2; \quad U_{2\phi} \leq U_{2\phi н}; \quad I_{2\phi} \leq I_{2\phi н},$$

где S_n , $U_{2\phi н}$, $I_{2\phi н}$ – номинальные значения полной мощности, фазных напряжений и тока выбранного трансформатора соответственно.

Активное сопротивление фазы вторичной обмотки трансформатора

$$R_{\phi mp} = \frac{P_{\kappa}}{3I_{2\phi н}^2}, \quad (2.9)$$



где P_k – потери короткого замыкания, Вт.

Индуктивность фазы вторичной обмотки $L_{\text{ф.тп}} = X_{\text{ф.тп}} / 2\pi$, индуктивное сопротивление фазы (в омах)

$$X_{\text{ф.тп}} = \sqrt{Z_{\text{ф.тп}}^2 - R_{\text{ф.тп}}^2},$$

где $Z_{\text{ф.тп}}$ – полное сопротивление фазы трансформатора, Ом.

$$Z_{\text{ф.тп}} = \frac{U_{2\text{фн}} U_k \%}{I_{2\text{фн}} \cdot 100 \%},$$

где U_k – напряжение короткого замыкания трансформатора (в процентах от номинального).

Значения активного сопротивления и индуктивности трансформатора, приведенные к цепи выпрямленного тока, находят по формуле

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{тп}} &= \alpha R_{\text{ф.тп}}; \\ L_{\text{тп}} &= \alpha L_{\text{ф.тп}}; \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

где α – число обмоток трансформатора, обтекаемых рабочим током (см. таблицу 2.1).

Расчет и выбор тиристорov и диодов. Тиристоры выбирают по допустимым значениям тока и напряжения, учитывая способ и эффективность охлаждения.

Наиболее часто используют воздушное (естественное или принудительное) и водяное охлаждения. Водяное охлаждение эффективнее воздушного, но его применение связано с рядом технических сложностей (повышенные требования к воде, усложнение конструкции вентильных блоков, наличие устройств, обеспечивающих принудительную циркуляцию воды). Поэтому такой способ охлаждения оправдан в вентильных преобразователях большой мощности.

Требуемая величина тока тиристора (среднее значение) $I_{\text{ср.т}}, A$, вычисляется по формуле

$$I_{\text{ср.т}} = \frac{I_{\text{дн}} \cdot k_{\text{зи}} \cdot k_{\text{охл}}}{m}, \quad (2.11)$$

где $I_{\text{дн}}$ – номинальный ток нагрузки;

$k_{\text{зи}}$ – коэффициент запаса по току, учитывающий пусковой ток двигателя, $k_{\text{зи}} = 2 \dots 2,5$;

m – число фаз;

$k_{\text{охл}}$ – коэффициент, учитывающий условия охлаждения.

При скорости охлаждающего воздуха $V_{\text{охл}} = 12$ м/с $k_{\text{охл}} = 1$, при $V_{\text{охл}} = 6$ м/с $k_{\text{охл}} = 1,4$, а при естественном охлаждении $V_{\text{охл}} = 0$ $k_{\text{охл}} = 2,5$.



Номинальный ток тиристора $I_{Tн} \geq I_{\alphaн}$.

Выбранный тиристор проверяют на устойчивость при внешнем коротком замыкании:

$$I_{Tн} = I_{к} / 15,$$

где $I_{к}$ – ток короткого замыкания, $I_{к} = \frac{100}{U_{к}} \cdot I_{2фн}$.

Максимальное значение напряжения (прямого и обратного) на тиристоре (в вольтах)

$$U_{np \max} = U_{обр \max} = \kappa_o U_{2фн}, \quad (2.12)$$

где κ_o – коэффициент прямого и обратного напряжения (см. таблицу 2.1).

Расчетное напряжение тиристора (в вольтах)

$$U_{Tp} = \kappa_{з и} \cdot U_{обр \max}, \quad (2.13)$$

где $\kappa_{з и}$ – коэффициент запаса по напряжению, учитывающий возможное перенапряжение, $\kappa_{з и} = 1,3 \dots 1,5$.

Класс тиристора, характеризующий величину рабочего напряжения, определяют делением U_{Tp} на 100.

Повторяющееся напряжение выбранного тиристора должно быть не менее расчетного.

Расчет параметров и выбор токоограничивающих реакторов. Расчет токоограничивающих реакторов производится из того условия, чтобы за время действия защиты тиристоры не успели выйти из строя. При этом реакторы ограничивают ток короткого замыкания (т. к. з.) по амплитуде, а защита по управляющему электроду ограничивает длительность протекания аварийного тока.

Выражения для мгновенных значений т. к. з. из-за наличия апериодических слагающих достаточно сложны и непосредственное определение величины индуктивности и токоограничивающего реактора L_p затруднительно. В самых грубых ориентировочных расчетах пренебрегают отличием действительной формы кривой т. к. з. от формы тока в однополупериодной однофазной схеме выпрямителя с активной нагрузкой, для которой в каталогах дается максимальное допустимое значение амплитуды тока в течение одного полупериода $I_{y \text{ доп}}$, и требуемую величину сопротивления контура короткого замыкания определяют из соотношения

$$Z_k \geq U_{м.ф.} / I_{y \text{ доп}}, \quad (2.14)$$

где $U_{м.ф.}$ – амплитудное значение фазного (линейного) напряжения.

Если в контуре короткого замыкания (к. з.) нет каких-либо сопротивлений, кроме токоограничивающего реактора (сеть бесконечно большой мощности), то



выражение (2.14) дает требуемое значение полного сопротивления Z_p реактора. Обычно индуктивное сопротивление $X_p = \omega_c L_p$ реактора значительно больше активного R_p и

$$Z_p = \sqrt{(\omega_c L_p)^2 + R_p^2} \cong \omega_c L_p. \quad (2.15)$$

Тогда из (2.14) $L_p = X_p / \omega_c \cong Z_k / \omega_c = U_{м.ф.} / I_{y.дон.}$.

Если в контуре есть другие сопротивления, например при питании преобразователя от трансформатора ограниченной мощности, то индуктивность реактора определится из соотношения

$$L_p = \frac{X_p}{\omega_c} \cong \frac{\sqrt{Z_k^2 - R_T^2} - X_T}{\omega_c}, \quad (2.16)$$

где X_T и R_T – соответственно индуктивное и активное сопротивления трансформатора, приведенные ко вторичному напряжению.

Более точный расчет с учетом апериодических сглаживающих т. к. з. может быть произведен путем использования универсальных кривых, приводимых в [5].

Выбор токоограничивающих реакторов производится по величине индуктивности и номинальному току.

Расчет индуктивности и выбор уравнительных дросселей. Уравнительные дроссели применяют для ограничения уравнительного тока, их расчет производят только для реверсивных схем с совместным управлением группами вентиляей.

Индуктивность уравнительного контура, необходимая для ограничения уравнительного тока,

$$L_{ук} = \frac{U_{2m} k_y}{2\pi f I_{yp}}, \quad (2.17)$$

где U_{2m} – амплитудное значение фазного напряжения вторичной обмотки силового трансформатора (для нулевых схем выпрямления $U_{2m} = \sqrt{2} U_{2\phi m}$; для мостовых схем $U_{2m} = \sqrt{6} U_{2\phi m}$);

$U_{2лm}$ – амплитудное значение линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора;

k_y – расчетный коэффициент, равный 0,65 – для нулевых схем выпрямления и 0,18 – для мостовых;

f – частота питающей сети;

I_{yp} – допустимая величина уравнительного тока, $I_{yp} = (0,05 \dots 0,1) I_{дн}$.

Расчет индуктивности уравнительного контура произведен для угла управления $\alpha = 90^\circ$ (уравнительный ток максимальный).



Индуктивность уравнительных дросселей, необходимая для ограничения уравнительного тока на заданном уровне,

$$L_{y\partial} = L_{yк} - 2\alpha L_{ф\text{тр}}. \quad (2.18)$$

Количество уравнительных дросселей и их исполнение зависят от назначения и схемы реверсивного преобразователя. В реверсивных УВП, собранных по Н-схеме, применяют один насыщающийся рабочим током уравнительный дроссель, включаемый между нулевыми точками вторичных обмоток трансформатора. Индуктивность его определяют по формуле (2.18).

В реверсивных преобразователях, собранных по перекрестной и нулевой встречно-параллельной схемам, используют два уравнительных дросселя, а в мостовых встречно-параллельных схемах – два ненасыщающихся рабочим током или четыре насыщающихся дросселя.

При выборе исполнения дросселей нужно учитывать следующее.

Ненасыщающиеся рабочим током уравнительные дроссели дополнительно обеспечивают сглаживание пульсаций тока нагрузки, но имеют худшие массогабаритные показатели по сравнению с насыщающимися.

Индуктивность каждого дросселя определяют по формуле $L_{y\partial 1} = L_{y\partial 2} = 0,5 L_{y\partial}$.

Индуктивность насыщающегося рабочим током дросселя $L_{y\partial 1} = L_{y\partial 2} = L_{y\partial}$.

В ряде схем применяют частично насыщающиеся рабочим током уравнительные дроссели. Индуктивность каждого из них $L_{y\partial 1} = L_{y\partial 2} \approx 0,7 L_{y\partial}$.

Уравнительные дроссели выбирают по требуемым значениям индуктивности и тока, т. е.

$$\left. \begin{aligned} L_{\partial рн} &\geq L_{y\partial 1} = L_{y\partial 2}; \\ I_{\partial рн} &\geq I_{дн} + I_{yр}, \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

где $L_{\partial рн}$, $I_{\partial рн}$ – номинальные индуктивность и ток дросселя.

Расчет и выбор сглаживающего дросселя. Пульсации выпрямленного напряжения приводят к пульсациям тока нагрузки, увеличивающим нагрев электродвигателя, и ухудшают его коммутацию. Величина пульсаций тока зависит от схемы выпрямления, угла управления и индуктивности контура нагрузки. С целью уменьшения пульсаций тока и расширения зоны темной коммутации двигателей в цепь нагрузки включают сглаживающие дроссели.

При расчете индуктивности сглаживающего дросселя исходят из допустимого уровня пульсаций тока нагрузки. Например, для компенсированных электрических машин допустимый уровень пульсаций тока якоря i_n (действующее значение) составляет 2 % от номинального, для некомпенсированных – 5...7 %, для машин малой мощности – до 15 %.



Требуемая индуктивность цепи выпрямленного тока

$$L_{\alpha} = \frac{e_n E_{d0}}{\sqrt{2} 2\pi f m_n i_o I_{dH}}, \quad (2.20)$$

где e_n – относительная величина действующего значения первой гармоники выпрямленного напряжения при максимальном угле управления (минимальной частоте вращения двигателя);

m_n – число пульсаций выпрямленного напряжения на периоде напряжения сети (см. таблицу 2.1);

i_o – относительная величина действующего значения первой гармоники тока нагрузки, $i_o = 0,02 \dots 0,05$.

$$e_n = \frac{2 \cos \alpha_{\max}}{m_n^2 - 1} \sqrt{1 - m_n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha_{\max}}. \quad (2.21)$$

Максимальное значение угла управления $\alpha_{\max} = \arccos E_{d \min} / E_{d0}$.

Минимальная частота вращения двигателя ω_{\min} , с^{-1} , при номинальном токе якоря

$$\omega_{\min} = \omega_n / D,$$

где D – заданный диапазон регулирования частоты вращения двигателя.

Минимальное значение ЭДС преобразователя при номинальном токе двигателя $E_{d \min}$, В, вычисляют по формуле

$$E_{d \min} = c \omega_{\min} + \Delta U_{y\partial} + \Delta U_{o\partial} + \Delta U_{mp} + \Delta U_{\kappa} + \Delta U_d.$$

Коэффициент электродвигателя $c = c_e \Phi = c_m \Phi$.

$$c = \frac{U_{яH} - R_{я\partial} I_{яH}}{\omega_n}, \quad (2.22)$$

где $I_{яH}$, $U_{яH}$ – номинальные значения тока и напряжения якоря;

$R_{я\partial}$ – сопротивление якорной цепи отдельного двигателя, приведенное к рабочей температуре, $R_{я\partial} = \alpha_t (R_{я} + R_{\partial n} + R_{\kappa o}) - R_{щ}$;

α_t – коэффициент, учитывающий изменение сопротивления обмоток при нагреве, $\alpha_t = 1 + 0,004 (\theta_2 - \theta_1)$;

θ_1 – температура обмоток, при которой указано сопротивление в каталоге (обычно $\theta_1 = 15 \text{ }^{\circ}\text{C}$);

θ_2 – рабочая температура обмоток (для большинства двигателей $\theta_2 = 75 \text{ }^{\circ}\text{C}$);

$R_{я}$, $R_{\partial n}$, $R_{\kappa o}$ – значения сопротивлений якоря, дополнительных полюсов и компенсационной обмотки;

$R_{щ}$ – сопротивление щеточного контакта, $R_{щ} = 2 / I_n$.



При отсутствии данных о значении сопротивлений обмоток двигателя приближенно сопротивление якорной цепи можно определить по формуле

$$R_{я\delta} = 0,5 \frac{U_{ян}}{I_{ян}} \left(1 - \frac{P_n}{U_{ян} I_{ян}}\right), \quad (2.23)$$

где P_n – номинальная мощность двигателя, Вт.

Требуемую индуктивность сглаживающего дросселя $L_{с\delta}$, Гн, можно найти по формуле

$$L_{с\delta} = L_d - L_{mp} - L_{y\delta} - L_{я}, \quad (2.24)$$

где L_{mp} – индуктивность силового трансформатора, приведенная к цепи выпрямленного тока;

$L_{y\delta}$ – индуктивность уравнивающего дросселя (в реверсивных схемах с совместным управлением группами вентилей);

$L_{я}$ – индуктивность якорной цепи собственно двигателя,

$$L_{я} = \frac{\gamma U_{ян}}{\rho \omega_n I_{ян}}; \quad (2.25)$$

γ – коэффициент, учитывающий исполнение двигателя, $\gamma = 0,25$ – для компенсированных и $\gamma = 0,6$ – для некомпенсированных электродвигателей;

ρ – число пар полюсов.

При выборе уравнивающих и сглаживающего дросселей нужно учитывать следующее. Увеличение индуктивности цепи выпрямленного тока приводит к уменьшению пульсаций тока нагрузки, что обеспечивает уменьшение нагрева двигателя и улучшение коммутации. Но при этом ухудшаются динамические свойства электропривода и увеличиваются массогабаритные показатели.

Индивидуальные задания по расчету элементов силовой части выдаются преподавателем.

3 Практическое занятие № 3. Методика расчета статических и динамических характеристик управляемых выпрямителей

Вид статических характеристик управляемых выпрямителей (УВ), работающих в режиме непрерывного тока, соответствует выражению

$$U_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha - \Delta U_B - \left[\frac{m}{2\pi} \cdot \omega_0 \cdot L_\phi + R_\phi \left(1 - \frac{\gamma \cdot m}{4\pi}\right) \right] \cdot I_d, \quad (3.1)$$

где E_{d0} – максимальное значение ЭДС УВ, соответствующее $\alpha = 0$;

α – угол управления УВ;



ΔU_B – суммарное падение напряжения на вентилях по контуру протекания тока (сделано допущение, что ΔU_B не зависит от величины тока нагрузки);

m – число фаз вторичных обмоток трансформатора;

L_ϕ, R_ϕ – суммарное значение индуктивности и активного сопротивления в фазах;

γ – длительность коммутации токов в УВ;

I_d – величина выпрямленного тока нагрузки.

Здесь величина $m \cdot \omega_0 L_\phi / 2\pi$ проявляет себя как эквивалентное активное сопротивление преобразователя, несмотря на то, что его внутреннее сопротивление носит индуктивный характер [6].

Наличие активных сопротивлений в фазных цепях преобразователя R_ϕ приводит к дополнительному снижению выпрямленного напряжения под действием тока нагрузки, которое может быть учтено введением поправки. Имея в виду, что на длительности коммутации γ наблюдается параллельное соединение цепей коммутируемых фаз, дополнительное внутреннее активное сопротивление преобразователя можно определить как

$$R'_\phi = \frac{\frac{R_\phi}{2} \cdot \gamma + R_\phi \left(\frac{2\pi}{m} - \gamma \right)}{2\pi / m} = R_\phi \left(1 - \frac{\gamma \cdot m}{4\pi} \right). \quad (3.2)$$

Учитывая, что относительная величина R_ϕ невелика по сравнению с его эквивалентным сопротивлением, а также то, что, как правило, $\gamma \ll 4\pi / m$, можно выражение (3.1) привести к виду

$$U_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha - \Delta U_B - \left(\frac{m}{2\pi} \cdot \omega_0 \cdot L_\phi + R_\phi \right) \cdot I_d. \quad (3.3)$$

Выражение в скобках может трактоваться как полное эквивалентное активное сопротивление преобразователя $R_\Sigma = \frac{m}{2\pi} \cdot \omega_0 \cdot L_\phi + R_\phi$, тогда (3.3) преобразуется к виду

$$U_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha - \Delta U_\Sigma - R_\Sigma \cdot I_d. \quad (3.4)$$

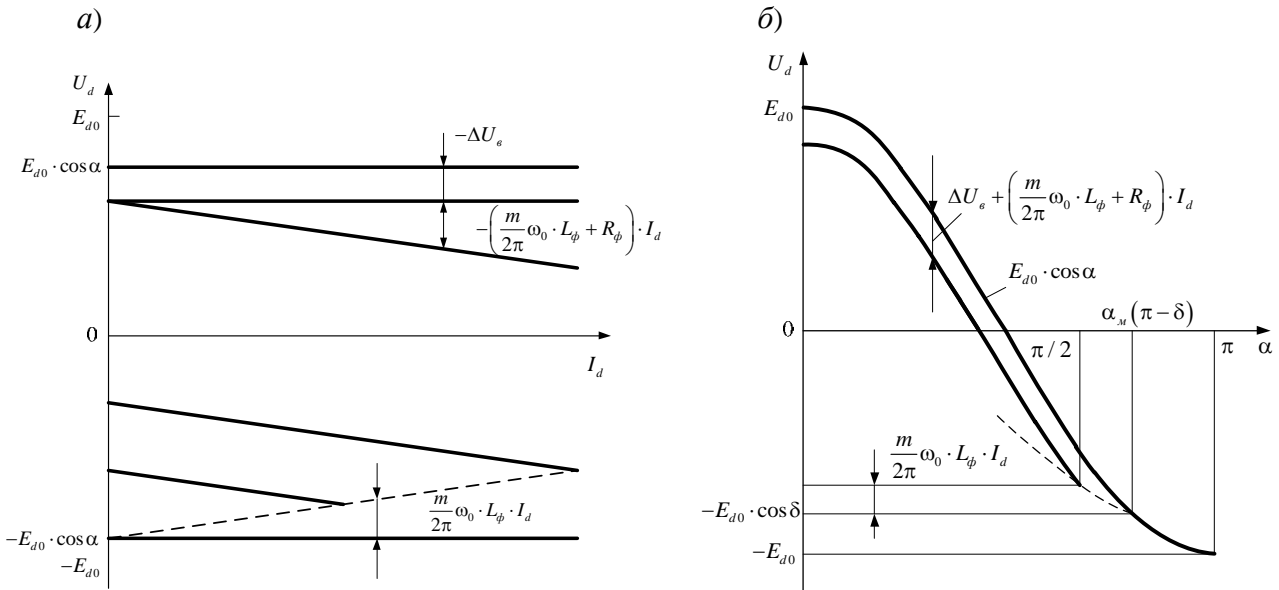
В соответствии с выражением (3.4) внешние характеристики преобразователя $U_d = f(I_d)$ при $\alpha = \text{const}$ представляются в виде прямых линий (рисунок 3.1, а).

Регулировочные характеристики $U_d = f(\alpha)$ при $I_d = \text{const}$ являются косинусоидами, смещенными по оси ординат (рисунок 3.1, б).

Уравнения (3.3) и (3.4), описывающие статические характеристики преобразователя, справедливы лишь в диапазоне изменения угла регулирования, при



котором выполняется неравенство $\alpha \leq \pi - (\gamma + \delta)$ (где δ – угол запаса при инвертировании, соответствующий времени полного восстановления запирающих свойств вентиля после его выключения).



a – внешние характеристики; *б* – регулировочные характеристики

Рисунок 3.1 – Внешние и регулировочные характеристики вентильного преобразователя в режиме непрерывного тока

Максимальное значение угла регулирования, при котором еще возможно безопасное инвертирование, $\alpha_{\max} \leq \pi - (\gamma + \delta)$, откуда $\cos(\gamma_{\max} + \gamma) = -\cos \delta$.

Уравнение линии предельного режима инвертирования (на рисунке 3.1, б показана пунктиром) $U_d = -E_{d0} \cdot \cos \delta + \frac{m}{2\pi} \cdot \omega_0 \cdot L_\phi \cdot I_d$.

Для граничного режима точки внешних характеристик преобразователя рассчитываются в соответствии с выражениями

$$I_{d/2p} = \frac{E_{\phi.m}}{\omega_0 (L_n + L_\phi)} \sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) + \frac{E_{\phi.m}}{\omega_0 (L_n + L_\phi)} \cdot \frac{m}{2\pi} \left[\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{m}\right) \right] - \frac{E}{\omega_0 (L_n + L_\phi)} \cdot \frac{\pi}{m}; \quad (3.5)$$

при определенных допущениях $I_{d/2p} = \frac{E_{d0} \cdot \sin \alpha}{\omega_0 (L_n + L_\phi)} \left(1 - \frac{\pi}{m} \cdot \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right)$.

Граничные точки внешних характеристик лежат на дуге эллипса, смещенного по оси ординат на величину ΔU_e (на рисунке 3.2 показана пунктирной линией).

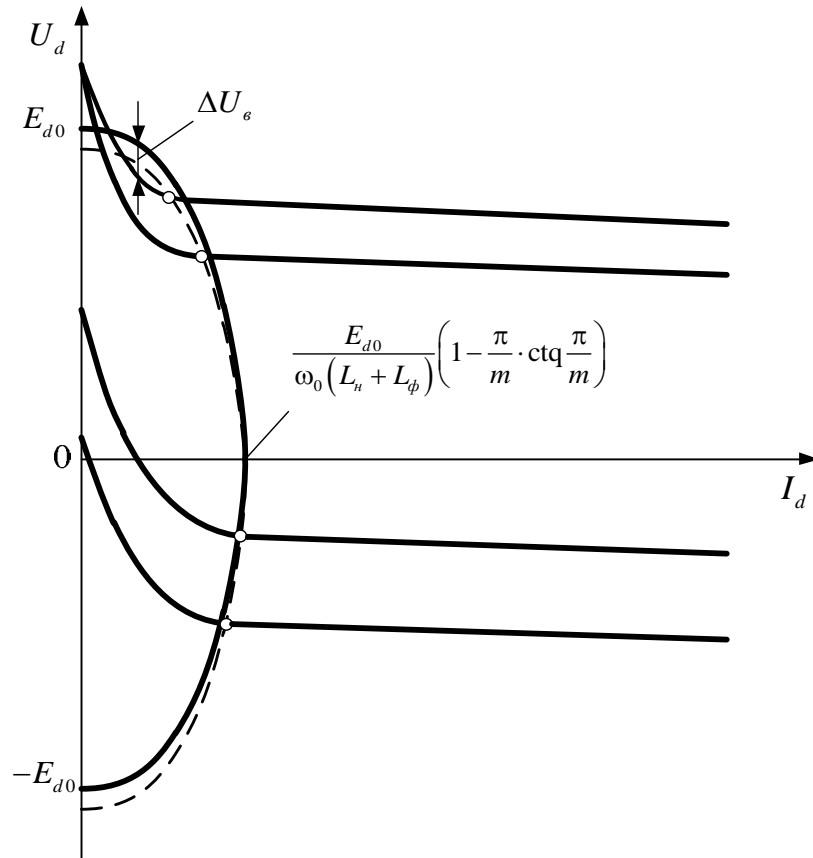


Рисунок 3.2 – Внешние характеристики вентильного преобразователя в режиме прерывистого тока

Для граничного режима работы напряжения преобразователя должно быть уравновешено ЭДС в цепи нагрузки $E_{d0} \cdot \cos \alpha - \Delta U_\epsilon = e_n$.

При этом ток преобразователя определяется мгновенными значениями разности ЭДС преобразователя $e(t)$ суммарной постоянной ЭДС $E = e_n + \Delta U_\epsilon$ и полной индуктивности цепи $(L_n + L_\phi)$.

Если начало отсчета времени принять с момента открытия вентиля, то

$$(L_n - L_\phi) \frac{di_n}{dt} = E_{\phi.m.} \cdot \sin \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha \right) - E. \quad (3.6)$$

Решение уравнения (3.9) определяет текущие значения тока нагрузки

$$i_{n.zp} = \frac{E_{\phi.m.}}{\omega_0(L_n + L_\phi)} \left[\sin \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right) - \sin \left(\frac{\pi}{m} - \alpha - \omega_0 t \right) \right] - \frac{E}{L_n + L_\phi} \cdot t. \quad (3.7)$$

В целом выражения (3.6) и (3.7) позволяют рассматривать электромагнитные процессы УВ, работающего в режиме гранично-непрерывного тока.

Режим прерывистого тока преобразователя характеризуется тем, что угловая длительность протекания тока λ оказывается меньше, чем дискретность

преобразователя $2\pi/m$. В этом случае $E_{d0} \cdot \cos \alpha > E$, что определяет режим прерывистого тока.

Для случая, когда значение фазного напряжения в момент включения вентиля превышает ЭДС в цепи нагрузки $E_{\phi.m} \cdot \cos(\alpha - \pi/m) > E$, принимая за начало отсчета времени момент открытия вентиля, справедливо уравнение

$$(L_n + L_\phi) \frac{di_n}{dt} = E_{\phi.m} \cdot \cos\left(\omega_0 t + \alpha - \frac{\pi}{m}\right) - E. \quad (3.8)$$

Согласно (3.8) определяется выражение для расчета текущих значений тока нагрузки

$$i_{n.n.m} = \frac{E_{\phi.m.}}{\omega_0 (L_n + L_\phi)} \left[\sin\left(\omega_0 t + \alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) \right] - \frac{E}{L_n + L_\phi} \cdot t. \quad (3.9)$$

В целом (3.8) и (3.9) позволяют рассмотреть процессы УВ, работающего в режиме прерывистого тока нагрузки.

Индивидуальные задания по расчету статических и динамических характеристик выдаются преподавателем.

4 Практическое занятие № 4. Методика расчета элементов силовой части широтно-импульсных преобразователей (ШИП)

Расчет параметров и выбор силового трансформатора. Для преобразователей, выполненных на базе ШИП, силовой трансформатор с выпрямителем необходимо рассматривать как источник питания постоянного тока. В зависимости от режимов работы, формируемых преобразователем, в качестве выпрямителя могут быть использованы неуправляемые (НУВ) и управляемые выпрямители (НВ), а также реверсивные управляемые выпрямители (РУВ).

Силовая часть ШИП в составе с электродвигателями является нагрузкой для рассматриваемого источника питания, которая имеет условное номинальное напряжение $U'_{дн}$. Условное номинальное напряжение соответствует номинальному напряжению электродвигателя с учетом падения напряжения на элементах ШИП, вызванного номинальным током, и максимальной длительности импульсов выходного напряжения. Для ШИП величина $U'_{дн}$ рассчитывается согласно выражению

$$U'_{дн} = \frac{U_{ян} \sum \Delta U_{шун}(I_n)}{\gamma_{\max}}, \quad (4.1)$$

где $U_{ян}$ – номинальное напряжение электродвигателя;



$\sum \Delta U_{\text{шнп}}(I_n)$ – суммарное падение напряжения на элементах ШИП, соответствующее номинальному току электродвигателя;

γ_{max} – максимальное значение относительной продолжительности включения источника питания (для транзисторных ШИП $\gamma_{\text{max}} = 0,95 \dots 0,97$; для тиристорных ШИП $\gamma_{\text{max}} = 0,92 \dots 0,95$).

Расчет параметров и выбор силовых транзисторов и обратных диодов транзисторных ШИП. Для реализации транзисторных ШИП могут быть применены биполярные, MOSFET- и IGBT-транзисторы. Независимо от того, какой тип транзисторов выбран для проектирования преобразователя, необходимо обеспечить их работу в ключевом режиме.

Работа транзисторов в ключевом режиме характеризуется тремя состояниями. Состояние, соответствующее режиму отсечки, характеризуется минимальным током, протекающим через силовую структуру транзистора и нагрузку. При этом почти все напряжение питания приложено к силовой структуре транзистора. Состояние, соответствующее режиму насыщения, характеризуется минимальным сопротивлением силовой структуры транзистора, соответственно, минимальным падением напряжения на ней. При этом почти все напряжение питания приложено к нагрузке. Переход транзистора из режима насыщения в режим отсечки и обратно связан с кратковременным пребыванием его в активной области. При этом в транзисторе за один цикл переключения в интервалы включения и запираания выделяется значительная энергия, получившая название потерь переключения.

Для предварительного выбора транзисторов необходимо рассчитать:

- максимальное значение среднего тока нагрузки, протекающего через силовую структуру транзистора;
- максимальное значение импульсного тока нагрузки;
- максимальное прямое напряжение, формируемое на силовой структуре транзистора.

При выборе транзисторов особое внимание необходимо при оценке таких параметров, как падение напряжения на силовой структуре в насыщенном состоянии, ток утечки через силовую структуру в состоянии отсечки, величина сопротивления силовой структуры в насыщенном состоянии, время включения и выключения, коэффициент усиления по току, допустимое значение рассеиваемой мощности силовой структурой. Правильность выбора транзисторов по перечисленным параметрам во многом определяет положительные результаты проверки по величине рассеиваемой мощности.

Для ШИП максимальное значение среднего тока нагрузки, протекающего через силовую структуру транзистора, рассчитывается по выражению

$$I_{\text{ср.макс}} = \frac{K_3 \cdot I_n}{n}, \quad (4.2)$$

где K_3 – коэффициент допустимой перегрузки по току силовой части преобразователя;



I_n – номинальный ток электродвигателя;

n – количество пульсаций, формируемых многофазным ШИП.

Для ШИП максимальное значение импульсного тока нагрузки может быть рассчитано согласно варианту, для которого задана допустимая величина пульсаций тока нагрузки, и согласно варианту, для которого задана частота коммутации, либо рассчитывается оптимальная частота коммутации.

При заданной величине пульсаций тока нагрузки [7]

$$I_{u.\max} = K_3 \cdot I_n + \frac{\Delta I_n}{2},$$

где ΔI_n – абсолютное значение пульсаций тока нагрузки, $\Delta I_n = \Delta I'_n \cdot I_n$;

$\Delta I'_n$ – относительное значение пульсаций тока.

При заданной частоте коммутации величина пульсаций тока нагрузки [7]

$$\Delta I_n = I_{\max} - I_{\min} = \frac{(1 - e^{-\gamma\beta}) [1 - e^{-(1-\gamma)\beta}]}{1 - e^{-\beta}} \cdot I_k,$$

где γ – относительная продолжительность включения якоря электродвигателя в питающую сеть, $\gamma = t_u / T$;

T – период коммутации;

β – коэффициент нагрузки преобразователя, $\beta = T / T_j$;

T_j – электромагнитная постоянная времени силовой цепи якоря, $T_j = L_j / r$;

L_j – индуктивность якорной цепи электродвигателя;

r – суммарное сопротивление силовой цепи якоря;

I_k – ток короткого замыкания силовой цепи якоря, $I_k = U_{d\max} / r$;

$U_{d\max}$ – максимальное напряжение, формируемое на якоре.

Для выполнения расчетов ΔI_n принимается $\gamma = 0,5$, соответствующая максимальному значению пульсаций тока.

Максимальное прямое напряжение, формируемое на силовой структуре транзисторов ШИП, рассчитывается согласно выражению

$$U_{np.\max} = K_u \cdot E_{d\max}, \quad (4.3)$$

где K_u – коэффициент, учитывающий коммутационные перенапряжения в схеме, $K_u = 1,2 \dots 1,25$;

$E_{d\max}$ – максимальное значение ЭДС блока питания (силовой трансформатор и выпрямитель), соответствующее параметрам выбранного силового трансформатора.

После выбора транзисторов осуществляется проверка по величине рассматриваемой мощности согласно выражению

$$P_\Sigma = \gamma_{\max} \cdot P_{нас.} + (1 - \gamma_{\max}) \cdot P_{отс.} + P_{пер}, \quad (4.4)$$

где γ_{\max} – максимальное значение относительной продолжительности включения, $\gamma_{\max} = 0,95 \dots 0,97$;



$P_{нас.}$ – статические потери мощности в транзисторе в режиме насыщения;

$P_{отс.}$ – статические потери мощности в транзисторе в режиме отсечки;

$P_{пер.}$ – потери мощности в транзисторе при переключении.

Статические потери в биополярных и IGBT-транзисторах в режиме насыщения определяются как

$$P_{нас.} = \Delta U'_{эк} \cdot I_{кo} , \quad (4.5)$$

где $U'_{эк}$ – падение напряжений на транзисторе в режиме отсечки;

$I_{кo}$ – ток утечки силовой структуры транзистора.

При выполнении расчетов с небольшой погрешностью можно принять $\Delta U'_{эк} = U'_{дн}$.

Необходимо помнить, что в данном случае $U'_{дн}$ должно быть рассчитано с учетом параметров выбранного силового трансформатора.

При переключении с частотой f потери мощности силовых транзисторов

$$P_{пер} = U'_{дн} \cdot I_{ср.маx} \cdot f \cdot \frac{t_f + t_u}{2} , \quad (4.6)$$

где t_f , t_u – длительности переднего и заднего фронтов переключения (при выполнении расчетов можно принять рекомендуемое время включения и выключения транзистора).

Условием проверки выбранных транзисторов является

$$P_{\tau} \leq P_{к} , \quad (4.7)$$

где $P_{к}$ – частотное значение рассеиваемой мощности на транзисторе.

В случае, если условие (4.7) не выполняется, выбор транзистора необходимо повторить с учетом коррекции основных параметров.

При расчете и выборе обратных диодов ШИП необходимо рассматривать режимы работы, при которых формируются максимальное среднее значение тока и максимальное обратное напряжение. Максимальное среднее значение тока соответствует минимальному значению относительной продолжительности включения γ_{min} и равно максимальному среднему значению транзисторов $I_{ср.маx}$. Максимальное обратное напряжение диодов равно максимальному значению прямого напряжения транзисторов, т. к. они включены встречно-параллельно, $U_{обр.маx.д.} = U_{пр.маx.}$

Расчет параметров и выбор тиристорных и диодов тиристорных ШИП.

Тиристоры и диоды силовой части тиристорных ШИП выбирают по величине максимального среднего тока и максимального обратного напряжения, учитывая время выключения (восстановления запирающих свойств).

Для надежной коммутации тока тиристоры ШИП должны отвечать ряду требований, которые учитываются при проектировании [7].



1 Необходимо ограничить возможную скорость нарастания тока в вентиле в соответствии с его динамическими характеристиками, что обычно достигается включением дросселей насыщения последовательно с тиристором.

2 Схема преобразователя должна обеспечивать необходимое ограничение скорости нарастания прямого напряжения на тиристорах.

3 Должна быть исключена возможность даже кратковременных перенапряжений на тиристорах, превышающих напряжение переключения при максимальной рабочей температуре структуры и максимальных возможных скоростях изменения анодного напряжения в схеме.

4 Целесообразно запирают силовые тиристоры импульсами обратного напряжения достаточной величины $U_{обр.} = 20 \dots 100$ В. При этом стоит ограничить амплитуду обратного тока.

5 Принятое при проектировании коммутирующих цепей расчетное время выключения тиристора $k_{зан} \cdot \tau_b$ ($k_{зан}$ – коэффициент запаса; τ_b – время выключения) должно соответствовать реальным условиям запирающего, существующим в рассматриваемой схеме в наиболее тяжелом режиме работы преобразователя.

Расчет максимального значения среднего тока тиристоров и диодов соответствует расчету тока транзисторов по выражению (4.2).

Величина максимального обратного напряжения определяется величиной максимального напряжения, формируемого на коммутирующем конденсаторе, способом коммутации (параллельная, последовательная), схемой коммутирующего устройства.

Величина максимального обратного напряжения рассчитывается в соответствии с выражениями, представленными в [7, таблица 4-3].

При выборе тиристоров и диодов необходимо оценивать их динамические свойства. Предпочтение следует отдавать частотным, частотно-импульсным и быстродействующим тиристорам и диодам.

Расчет параметров и выбор элементов коммутирующих устройств ШИП. Параметры коммутирующих устройств ШИП должны определяться из условия обеспечения устойчивой коммутации силовых тиристоров, которое определяется временем формирования на их силовой структуре обратного напряжения $t_{обр.}$

$$t_{обр.} = t'_{обр.} / \omega_{он} = k_{зан.} \cdot \tau_b, \quad (4.8)$$

где $t'_{обр.}$ – угол действия обратного напряжения;

$\omega_{он}$ – угловая частота контура на n-м расчетном интервале, $\omega_{он} = 1 / \sqrt{L_n \cdot C}$;

$k_{зан.}$ – коэффициент запаса, учитывающий разброс параметров тиристоров, $k_{зан.} = 1,1 \dots 1,15$;

τ_b – время выключения тиристора.

Задача расчета коммутирующего устройства преобразователя не решается однозначно. Она может быть подчинена различным требованиям: обеспечить минимальные коммутационные потери или минимальную установленную мощность.



ность коммутационного оборудования и силовых элементов, получить определенный коэффициент использования источника питания при выбранной частоте коммутации и т. д. [7].

Условие сохранения устойчивой коммутации (4.8) может быть выполнено при различных соотношениях между индуктивностью L_n и емкостью C коммутирующего конденсатора, т. е. при различных величинах угловой частоты ω_{on} или относительного тока нагрузки преобразователя

$$\bar{I}_{Hmax} = I_{Hmax} \cdot \rho_n / U_\kappa, \quad (4.9)$$

где ρ_n – волновое сопротивление контура, $\rho_n = \sqrt{L_n / C}$;

U_κ – напряжение источника питания коммутирующего устройства.

Величина емкости коммутирующего конденсатора, необходимая для устойчивой коммутации, может быть представлена в виде

$$C = \frac{k_{зан.} \cdot \tau_\epsilon \cdot I_{н.макс}}{U_\kappa} \cdot \frac{1}{\bar{t}_{обр.} \cdot \bar{I}_н} = \frac{k_{зан.} \cdot \tau_\epsilon \cdot I_{н.макс}}{U_\kappa} \cdot \bar{C}, \quad (4.10)$$

где \bar{C} – безразмерная емкость, зависит от схемы коммутирующих цепей преобразователя и от относительного тока нагрузки, $\bar{C} = 1 / (\bar{t}_{обр.} \cdot \bar{I}_н)$.

В [7] приведены функциональные зависимости $\bar{C} = f(\bar{I}_н)$ при фиксированных значениях коэффициентов затухания контуров $\bar{D}_н = \text{const}$ $\bar{D}_н = r_n / 2 \cdot \rho_n$ и относительного напряжения питания силовой цепи $k_u = \text{const}$ $k_u = U_n / U_\kappa$.

В случае выбора критерия оптимальности, соответствующего минимуму относительных приведенных коммутационных потерь мощности $\bar{P}_{ком.}$, необходимо определить величину $\bar{I}_н$ по функциональным зависимостям $\bar{P}_{ком.} = f(\bar{I}_н)$, приведенным в [7] для фиксированных значений D_n .

Для выбранного значения $\bar{I}_н$ по функциональным зависимостям $\bar{C} = f(\bar{I}_н)$ определяется \bar{C} .

Для найденного значения \bar{C} по (4.10) рассчитывается емкость коммутирующего конденсатора C .

Расчет требуемых значений индуктивностей L_n контуров перезаряда конденсатора выполняется по выражению $L_n = C \rho_n^2$.

Величина волнового сопротивления ρ_n для контуров определяется по (4.9):

$$\rho_n = \frac{U_R \cdot \bar{I}_{н.макс}}{I_{н.макс}}.$$

Расчет параметров тиристоров и диодов коммутирующих устройств выполняется согласно [7, таблицы 4-3 и 10].



Индивидуальные задания по расчету элементов силовой части выдаются преподавателем.

5 Практическое занятие № 5. Анализ электромагнитных процессов широтно-импульсных преобразователей (ШИП)

Электромагнитные процессы в ШИП рассматриваются для квазиустановившихся режимов работы.

Для транзисторных ШИП рассматриваются электромагнитные процессы в структуре силовой части и нагрузке.

Для тиристорных ШИП рассматриваются электромагнитные процессы в структуре силовой части и нагрузке, а также в коммутирующих устройствах (КУ).

Электромагнитные процессы транзисторных ШИП и тиристорных ШИП с последовательной коммутацией силовых тиристоров рассматриваются для двух структур силовой части. В первой структуре на нагрузке формируются однополярные импульсы напряжения; во второй – знакопеременные. К первой структуре относятся нереверсивные ШИП и реверсивные ШИП с несимметричным способом формирования выходного напряжения. Для таких ШИП среднее значение выходного напряжения равно нулю при относительной продолжительности включения $\gamma_0 = 0$.

Ко второй структуре относятся реверсивные ШИП с симметричным способом формирования выходного напряжения. Для таких ШИП среднее значение выходного напряжения равно нулю при относительной продолжительности включения $\gamma_0 = 0,5$.

В симметричных реверсивных системах с $\gamma_0 = 0,5$ амплитуда пульсаций тока в якоре вдвое больше, чем в системах с $\gamma_0 = 0$. В большинстве случаев в электроприводах с ШИП пульсациями скорости вращения электродвигателя на длительности периода импульсов выходного напряжения можно пренебречь, так как $T_m \gg T$ и $T_m > T_y$. Электромагнитные процессы в системах ШИП-Д рассматриваются в квазиустановившемся режиме при условиях $e = E$, $\omega = \omega_{cp}$.

Для систем ШИП-Д с несимметричным управлением $\gamma_0 = 0$ уравнения для расчета мгновенных токов на длительности импульса напряжения i_I и длительности паузы имеют следующий вид [7]:

$$i_I = I_c + I_\kappa \left[1 - \gamma - \frac{\Delta \bar{I} \cdot e^{-\beta \bar{t}}}{1 - e^{-\beta \gamma}} \right], \quad 0 \leq \bar{t} \leq \gamma; \quad (5.1)$$

$$i_{II} = I_c - I_\kappa \left[\gamma - \frac{\Delta \bar{I} \cdot e^{-\beta \bar{t}}}{1 - e^{-(1-\gamma)\beta}} \right], \quad 0 \leq \bar{t} \leq (1 - \gamma), \quad (5.2)$$

где I_κ – ток к. з. силовой цепи якоря, $I_\kappa = U / R_{я.ц}$;



γ – относительная продолжительность включения обмотки якоря к источнику питания, $\gamma = t_1 / T$;

β – коэффициент нагрузки преобразователя, $\beta = T / T_{\text{я}}$;

\bar{t} – относительное время, $\bar{t} = t / T$;

T – период коммутации;

$T_{\text{я}}$ – электромагнитная постоянная времени якорной цепи, $T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я.ц.}}$;

$\Delta \bar{I}$ – относительные пульсации тока в цепи якоря.

Относительные пульсации тока в цепи якоря рассчитываются по формуле

$$\Delta \bar{I} = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\kappa}} = \frac{(1 - e^{-\beta\gamma}) [1 - e^{-(1-\gamma)\beta}]}{1 - e^{-\beta}} = \chi. \quad (5.3)$$

Для систем ШИП-Д с симметричным управлением $\gamma_0 = 0,5$ уравнения для расчета мгновенных токов на длительности импульсов положительной i_I и отрицательной i_{II} имеют следующий вид [7]:

$$i_I = I_c + 2 \cdot I_{\kappa} \left[1 - \gamma - \frac{\Delta \bar{I} \cdot e^{-\beta \bar{t}}}{1 - e^{-\gamma \beta}} \right], \quad 0 \leq \bar{t} \leq \gamma; \quad (5.4)$$

$$i_{II} = I_c - 2 \cdot I_{\kappa} \left[\gamma - \frac{\Delta \bar{I} \cdot e^{-\beta \bar{t}}}{1 - e^{-(1-\gamma)\beta}} \right], \quad 0 \leq \bar{t} \leq (1 - \gamma). \quad (5.5)$$

Схемы коммутирующих устройств ШИП отличаются большим разнообразием. Однако в большинстве случаев они представляют собой колебательные LC-контуры, образующиеся при включении вспомогательных тиристорov в момент запирапия силовых тиристорov.

Структура цепей преобразователя на отдельных расчетных интервалах определяется типом коммутирующего устройства. В преобразователях с параллельной емкостной коммутацией на отдельных коммутационных интервалах образуются цепи, содержащие как элементы коммутирующей цепи, так и приемник. Это обуславливает существенное влияние друг на друга рабочих и коммутационных процессов.

В ШИП с последовательной коммутацией связь между коммутирующим устройством и цепью нагрузки очень кратковременна. Таким образом, можно считать, что в ШИП с последовательной коммутацией коммутационные и рабочие процессы в цепи нагрузки протекают независимо. Это позволяет отдельно рассматривать процессы в коммутирующих цепях и рабочие процессы в цепи нагрузки.

На расчетных интервалах процессы в коммутирующих цепях преобразователя характеризуются обычно системой линейных дифференциальных уравнений. Положение границ расчетных интервалов в некоторых схемах фиксировано во времени, а в других зависит от величины токов и напряжений в элементах

силовой и коммутирующей цепей. Таким образом, коммутирующие цепи смогут быть отнесены к классу линейных цепей или нелинейных цепей с дискретно изменяющимися параметрами. Для их расчета может быть применен метод интегрирования по участкам с последующим припасовыванием решений.

Для расчетных коммутационных интервалов составляются дифференциальные уравнения электромагнитных процессов, на основании которых определяются напряжения и токи для контура перезаряда коммутирующего конденсатора на n -м интервале:

$$L_n \cdot C \frac{d^2 U_c}{dt^2} + C \cdot r_n \frac{dU_c}{dt} + U_c = U_n; \quad i_c = C \frac{dU_c}{dt}, \quad (5.6)$$

где U_c, i_c – напряжение и ток в коммутирующем конденсаторе;

U_n – напряжение, действующее в контуре на n -м интервале;

C, L_n, r_n – параметры контура перезаряда конденсатора на n -м интервале.

Для общности анализа вводятся безразмерные переменные:

– относительное время

$$\bar{t} = \omega_{0n} \cdot t = t / \sqrt{L_n \cdot C}, \quad (5.7)$$

где ω_{0n} – угловая частота контура перезаряда конденсатора на n -м расчетном интервале, $\omega_{0n} = 1 / \sqrt{L_n \cdot C}$;

– относительные напряжения и ток в конденсаторе

$$\bar{U}_c = U_c / U_\kappa, \quad \bar{i}_c = \frac{i_c \cdot \rho_n}{U_\kappa} = \frac{i_c}{U_\kappa} \sqrt{L_n / C}, \quad (5.8)$$

где ρ_n – волновое сопротивление контура, $\rho_n = \sqrt{L_n / C}$;

U_κ – напряжение источника питания коммутирующего устройства.

Дифференциальное уравнение контура на n -м интервале в относительных единицах

$$\frac{d^2 \bar{U}_c}{d\bar{t}^2} + 2D_n \frac{d\bar{U}_c}{d\bar{t}} + \bar{U}_c = b_n; \quad (5.9)$$

$$\bar{i}_c = \frac{d\bar{U}_c}{d\bar{t}}; \quad \bar{e}_L = \frac{e_L}{U_\kappa} = -\frac{L_n}{U_\kappa} \frac{di_c}{dt} = -\frac{d^2 \bar{U}_c}{d\bar{t}^2}. \quad (5.10)$$

Таким образом, свойства цепи перезаряда для определенной схемы преобразователя (b_n) на каждом расчетном интервале характеризуются лишь одним параметром – приведенным коэффициентом затухания контура [7,8]



$$D_n = \frac{r_n}{2 \cdot \rho_n} = \frac{r_n}{2} \sqrt{\frac{C}{L_n}} = \frac{\delta_n}{\omega_{0n}}, \quad (5.11)$$

где $\delta_n = r_n / (2L_n)$.

Решения системы (5.9), (5.10), выраженные через координаты начальной точки U_{c0} и \bar{i}_{c0} , при условии, что $\sqrt{1 - D_n^2} \approx 1$, имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \bar{U}_c &= b_n + e^{-D_n \bar{t}} \cdot \left\{ (\bar{U}_{c0} - b_n) \cdot \cos \bar{t} + [\bar{i}_{c0} + D_n (\bar{U}_{c0} - b_n)] \cdot \sin \bar{t} \right\}; \\ \bar{i}_c &= e^{-D_n \bar{t}} \left[\bar{i}_{c0} \cdot \cos \bar{t} - (\bar{U}_{c0} - b_n + D_n \cdot \bar{i}_{c0}) \sin \bar{t} \right]. \end{aligned}$$

Параметры D_n , \bar{U}_{c0} , \bar{i}_{c0} определяются по номограммам, приведенным в [7, 8].

Индивидуальные задания по расчету электромагнитных процессов выдаются преподавателем.

6 Практическое занятие № 6. Методика расчета элементов силовой части автономных инверторов (АИ)

Расчет параметров и выбор силового трансформатора. Для преобразователей, выполненных на базе АИ, силовой трансформатор с выпрямителем необходимо рассматривать как источник питания постоянного тока. В зависимости от режимов работы, формируемых преобразователем, в качестве выпрямителя могут быть использованы неуправляемые (НУВ) и управляемые выпрямители (НВ), а также реверсивные управляемые выпрямители (РУВ).

Силовая часть АИ в составе с электродвигателями является нагрузкой для рассматриваемого источника питания, которая имеет условное номинальное напряжение $U'_{дн}$. Условное номинальное напряжение соответствует номинальному напряжению электродвигателя с учетом падения напряжения на элементах АИ, вызванного номинальным током, и максимальной длительности импульсов выходного напряжения.

Для АИ величина $U'_{дн}$ рассчитывается согласно выражению

$$U'_{дн} = \frac{K_{np} U_{\phi n} + \sum \Delta U_{AI} (I_n)}{\gamma_{\max}}, \quad (6.1)$$

где $U_{\phi n}$ – действующее значение номинального фазного напряжения электродвигателя;

K_{np} – коэффициент приведения действующего значения фазного напряжения АИ к величине среднего значения постоянного напряжения источника питания, $K_{np} = U_d / U_{\phi n}$;



$\sum \Delta U_{AI}(I_n)$ – суммарное падение напряжения на элементах АИ, соответствующее номинальному току электродвигателя;

γ_{\max} – максимальное значение относительной продолжительности включения (численные значения соответствуют выражению (6.1)).

Коэффициент приведения K_{np} зависит от алгоритма управления силовыми транзисторами или тиристорами АИ и схемы соединения обмоток статора электродвигателя. Для трехфазных мостовых АИ формирование симметричного выходного напряжения осуществляется с продолжительностью управления силовыми транзисторами или тиристорами на длительности периода выходного напряжения $\lambda = 180^\circ$ и $\lambda = 120^\circ$. При $\lambda = 180^\circ$ в АИ на любом дискретном интервале одновременно осуществляется управление транзисторами (тиристорами), а при $\lambda = 120^\circ$ – двумя. Обмотки статора электродвигателя могут быть включены по схеме «звезда» либо «треугольник».

Таким образом, возможны четыре варианта формирования выходного напряжения АИ.

При $\lambda = 180^\circ$ и соединении обмоток статора по схеме «звезда» фазное напряжение имеет двухступенчатую форму с амплитудой, равной $U_d / 3$ на интервалах $0 \leq \omega t \leq \pi/3$ и $2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$, с амплитудой, равной $2 \cdot U_d / 3$ на интервале $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$. Для данного варианта $K_{np} = 2/\sqrt{2} \approx 1,41$.

При $\lambda = 120^\circ$ и соединении обмоток статора по схеме «звезда» фазное напряжение имеет прямоугольную форму с амплитудой, равной $U_d / 2$, и длительностью на полупериодах 120° . Для данного варианта $K_{np} = 2 \cdot \sqrt{3}/2 \approx 2,45$.

Определив требуемое значение U'_{dn} для расчета и выбора силового трансформатора, необходимо воспользоваться методикой, изложенной в разделе 2.

Для реализации бестрансформаторной схемы преобразователя частоты с асинхронным электродвигателем, номинальное фазное напряжение которого $U_{фн} = 220$ В, можно использовать вариант формирования выходного напряжения при $\lambda = 180^\circ$ и соединения обмоток статора по схеме «звезда».

Расчет параметров и выбор силовых транзисторов и обратных диодов транзисторных АИ. Для реализации транзисторных АИ могут быть применены биполярные, MOSFET- и IGBT-транзисторы. Независимо от того, какой тип транзисторов выбран для проектирования преобразователя, необходимо обеспечить их работу в ключевом режиме.

Работа транзисторов в ключевом режиме характеризуется тремя состояниями. Состояние, соответствующее режиму отсечки, характеризуется минимальным током, протекающим через силовую структуру транзистора и нагрузку. При этом почти все напряжение питания приложено к силовой структуре транзистора. Состояние, соответствующее режиму насыщения, характеризуется минимальным сопротивлением силовой структуры транзистора, соответственно, минимальным падением напряжения на ней. При этом почти все напряжение питания приложено к нагрузке. Переход транзистора из режима насыщения в режим отсечки и обратно связан с кратковременным пребыванием его в активной области. При этом в транзисторе за один цикл переключения в интерва-



лы включения и запираания выделяется значительная энергия, получившая название потерь переключения.

Для предварительного выбора транзисторов необходимо рассчитать:

- максимальное значение среднего тока нагрузки, протекающего через силовую структуру транзистора;
- максимальное значение импульсного тока нагрузки;
- максимальное прямое напряжение, формируемое на силовой структуре транзистора.

При выборе транзисторов особое внимание необходимо при оценке таких параметров, как падение напряжения на силовой структуре в насыщенном состоянии, ток утечки через силовую структуру в состоянии отсечки, величина сопротивления силовой структуры в насыщенном состоянии, время включения и выключения, коэффициент усиления по току, допустимое значение рассеиваемой мощности силовой структурой. Правильность выбора транзисторов по перечисленным параметрам во многом определяет положительные результаты проверки по величине рассеиваемой мощности.

Для АИ максимальное значение среднего тока нагрузки, протекающего через силовую структуру транзистора, согласно [9] рассчитывается по выражению

$$I_{\text{ср.мах}} = K_z \cdot I_{\text{ср.к.э.}}, \quad (6.2)$$

где $I_{\text{ср.к.э.}}$ – среднее значение тока коммутирующих элементов трехфазных инверторов, $I_{\text{ср.к.э.}} = \frac{I_{\text{эф.ф.}}}{I'_{\text{эф.ф.}}} \cdot I'_{\text{ср.к.э.}}$;

$I_{\text{эф.ф.}}$ – эффективный (действующий) ток фазы электродвигателя;

$I'_{\text{эф.ф.}}$, $I'_{\text{ср.к.э.}}$ – относительные значения эффективного тока фазы нагрузки и среднего значения тока коммутирующих элементов АИ соответственно (определяются по [9, таблица 3]).

Для выполнения расчетов необходимо рассматривать номинальное значение действующего тока фазы электродвигателя

$$I_{\text{эф.ср.}} = I_{\text{ф.н.}} = \frac{P_{2н}}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{ф.н.}} \cdot \cos\varphi_n \cdot \eta_n}, \quad (6.3)$$

где $P_{2н}$ – номинальная мощность электродвигателя;

$U_{\text{ф.н.}}$ – действующее значение номинального фазного напряжения электродвигателя;

$\cos\varphi_n$, η_n – значение коэффициента мощности и КПД соответствующие номинальному режиму работы электродвигателя.

Для вариантов формирования выходного напряжения:

$$\lambda = 180^\circ, \text{ соединение обмоток «треугольник»} - I'_{\text{эф.ф.}} = 0,815, I'_{\text{ср.к.э.}} = 0,666;$$



$\lambda = 180^\circ$, соединение обмоток «звезда» – $I'_{эф.ф.} = 0,47$, $I'_{ср.к.э.} = 0,222$;

$\lambda = 120^\circ$, соединение обмоток «треугольник» – $I'_{эф.ф.} = 0,71$, $I'_{ср.к.э.} = 0,5$;

$\lambda = 120^\circ$, соединение обмоток «звезда» – $I'_{эф.ф.} = 0,408$, $I'_{ср.к.э.} = 0,167$.

Для АИ с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения на несущей частоте максимальное значение импульсного тока нагрузки рассчитывается в соответствии с вариантами формирования выходного напряжения. Для вариантов $\lambda = 180^\circ$ соединение обмоток электродвигателя «треугольник»; $\lambda = 120^\circ$ – «звезда» [9].

$$I_{я. \max} = K_3 \cdot L'_{\max.n} \cdot I_K = K_3 \cdot I_K \frac{1 - e^{-\beta_0 \cdot \gamma'}}{1 - e^{-\beta_0}} \cdot \left[1 - \frac{1 + e^{-\beta_0 (N - N')}}{1 + e^{-\beta_0 \cdot N}} \cdot e^{-\beta_0 \cdot h} \right], n = 1, 2, \dots, N', \quad (6.4)$$

где I_K – базовый ток фазы нагрузки, $I_K = U_{d \max} / r_э$;

$r_э$ – эквивалентное активное сопротивление фазы электродвигателя;

β_0 – приведенный коэффициент нагрузки, $\beta_0 = \beta / N$;

β – коэффициент нагрузки, $\beta = \frac{T}{\tau_n} = \frac{r_э}{L_э} \cdot \frac{1}{2f}$;

$L_э$ – эквивалентная индуктивность фазы электродвигателя, $L_э = \frac{X_э}{2\pi \cdot f}$;

f , T – основная частота и период;

N – число периодов несущей частоты в одном полупериоде основной частоты, $N = T / T_n = f_n / 2 \cdot f$;

f_n , T_n – несущая частота и период;

N' – число импульсов питающего напряжения за один полупериод основной частоты T ;

γ' – относительная продолжительность включения нагрузки к источнику питания на длительности периода несущей частоты, $\gamma' = t_4 / T_0$;

γ – относительная продолжительность включения каждой фазы нагрузки в цепь источника питания, $\gamma = t_1 / T = N' / N$.

При выполнении расчетов необходимо принимать максимальное значение относительной продолжительности включения нагрузки к источнику питания на длительности периода несущей частоты $\gamma' = \gamma'_{\max} = 0,95 \dots 0,97$.

Для выполнения расчетов необходимо также определить эквивалентное активное $r_{эu}$ и индуктивное $X_э$ сопротивления фазы электродвигателя.

Согласно паспортным данным электродвигателя рассматриваются:

– индуктивное сопротивление X_μ ;

– активное сопротивление обмотки статора R'_1 ;

– индуктивное сопротивление обмотки статора X'_1 ;

– приведенное к обмотке статора активное сопротивление ротора R''_2 ;

– приведенное к обмотке статора индуктивное сопротивление ротора X''_2 .



Рассчитываются абсолютные значения X_1 и R_1 согласно выражениям

$$X_1 = 2 \cdot X'_1 \cdot \frac{X_\mu}{\left[(X_\mu)^2 + 4 \cdot X'_1 \cdot X_\mu \right]}; \quad (6.5)$$

$$R_1 = R'_1 \cdot \frac{X_1}{X'_1}. \quad (6.6)$$

Для перехода к эквивалентным значениям X_μ , R'_1 , X'_1 , R''_2 , X''_2 необходимо рассчитать коэффициент перехода $K_n = U_{ф.н.} / I_{ф.н.}$.

$$X_{\mu\vartheta} = K_n \cdot X_\mu; \quad R'_{1\vartheta} = K_n \cdot R'_1; \quad X'_{1\vartheta} = K_n \cdot X'_1; \quad R''_{2\vartheta} = K_n \cdot R''_2;$$

$$X''_{2\vartheta} = K_n \cdot X''_2. \quad (6.7)$$

В квазиустановившемся номинальном режиме работы электродвигатель можно представить в виде эквивалентной схемы замещения R_ϑ , L_ϑ -цепи, параметры которой определяются по Z_ϑ , представленному в комплексной форме:

$$\tau_\vartheta = \frac{\left[R'_{1\vartheta} + i(X_1 + X_{\mu\vartheta}) \right] \left[R'_{1\vartheta} + \frac{R''_{2\vartheta}}{S_n} + i(X'_{1\vartheta} + X''_{2\vartheta}) \right]}{R_1 + R'_{1\vartheta} + \frac{R''_{2\vartheta}}{S_n} + i(X_1 + X_{\mu\vartheta} + X'_{1\vartheta} + X''_{2\vartheta})}, \quad (6.8)$$

где S_n – номинальное скольжение электродвигателя.

После выполнения расчетов и преобразований выражение (6.7) должно быть приведено к виду

$$\tau_\vartheta = R_\vartheta + I \cdot X_\vartheta. \quad (6.9)$$

Для вариантов $\lambda = 180^\circ$ соединение обмоток электродвигателя «звезда»; $\lambda = 120^\circ$, – «треугольник».

Выполняется формирование двухступенчатого выходного напряжения АИ, поэтому расчет $I_{u. \max}$ по формуле (6.4) осуществляется методом наложения, согласно которому расчеты производятся для двух значений напряжения (соответственно двух значений базового тока I_κ), а затем результаты суммируются.

Максимальное прямое напряжение, формируемое на силовой структуре транзисторов АИ, рассчитывается согласно выражению

$$U_{np. \max} = K_u \cdot E_{d \max}, \quad (6.10)$$

где K_u – коэффициент, учитывающий коммутационные перенапряжения в схеме, $K_u = 1, 2 \dots 1, 25$;



$E_{d \max}$ – максимальное значение ЭДС блока питания (силовой трансформатор и выпрямитель), соответствующее параметрам выбранного силового трансформатора.

После выбора транзисторов осуществляется проверка по величине рассматриваемой мощности согласно выражению

$$P_{\Sigma} = \gamma_{\max} \cdot P_{\text{нас.}} + (1 - \gamma_{\max}) \cdot P_{\text{отс.}} + P_{\text{пер}}, \quad (6.11)$$

где $\gamma'_{\max} = 0,95 \dots 0,97$ – максимальное значение относительной продолжительности включения, $\gamma'_{\max} = 0,95 \dots 0,97$;

$P_{\text{нас.}}$ – статические потери мощности в транзисторе в режиме насыщения;

$P_{\text{отс.}}$ – статические потери мощности в транзисторе в режиме отсечки;

$P_{\text{пер.}}$ – потери мощности в транзисторе при переключении.

Статические потери в биполярных и IGBT-транзисторах в режиме насыщения определяются как

$$P_{\text{нас.}} = \Delta U'_{\text{эк}} \cdot I_{\text{кo}}, \quad (6.12)$$

где $U'_{\text{эк}}$ – падение напряжений на транзисторе в режиме отсечки;

$I_{\text{кo}}$ – ток утечки силовой структуры транзистора.

При выполнении расчетов с небольшой погрешностью можно принять

$$\Delta U'_{\text{эк}} = U'_{\text{дн}}.$$

Необходимо помнить, что в данном случае $U'_{\text{дн}}$ должно быть рассчитано с учетом параметров выбранного силового трансформатора.

При переключении с частотой f потери мощности силовых транзисторов

$$P_{\text{пер}} = U'_{\text{дн}} \cdot I_{\text{ср.макс}} \cdot f \cdot \frac{t_f + t_u}{2}, \quad (6.13)$$

где t_f , t_u – длительности переднего и заднего фронтов переключения (при выполнении расчетов можно принять рекомендуемое время включения и выключения транзистора).

Условием проверки выбранных транзисторов является

$$P_{\tau} \leq P_{\kappa}, \quad (6.14)$$

где P_{κ} – частотное значение рассеиваемой мощности на транзисторе.

В случае, если условие (6.14) не выполняется, выбор транзистора необходимо повторить с учетом коррекции основных параметров.

При расчете и выборе обратных диодов АИ необходимо рассматривать режимы работы, при которых формируются максимальное среднее значение тока и максимальное обратное напряжение. Максимальное среднее значение



тока соответствует минимальному значению относительной продолжительности включения γ'_{\min} и равно максимальному среднему значению транзисторов $I_{cp.\max}$. Максимальное обратное напряжение диодов равно максимальному значению прямого напряжения транзисторов, т. к. они включены встречно-параллельно: $U_{обр.\max.д.} = U_{пр.\max.}$

Расчет параметров и выбор тиристорных диодов тиристорных АИ.

Тиристоры и диоды силовой части тиристорных АИ выбирают по величине максимального среднего тока и максимального обратного напряжения, учитывая время выключения (восстановления запирающих свойств).

Для надежной коммутации тока тиристоры АИ должны отвечать ряду требований, которые учитываются при проектировании [7, 9].

1 Необходимо ограничить возможную скорость нарастания тока в вентиле в соответствии с его динамическими характеристиками, что обычно достигается включением дросселей насыщения последовательно с тиристором.

2 Схема преобразователя должна обеспечивать необходимое ограничение скорости нарастания прямого напряжения на тиристорах.

3 Должна быть исключена возможность даже кратковременных перенапряжений на тиристорах, превышающих напряжение переключения при максимальной рабочей температуре структуры и максимальных возможных скоростях изменения анодного напряжения в схеме.

4 Целесообразно запирают силовые тиристоры импульсами обратного напряжения достаточной величины $U_{обр.} = 20 \dots 100$ В. При этом стоит ограничить амплитуду обратного тока.

5 Принятое при проектировании коммутирующих цепей расчетное время выключения тиристора $k_{зан} \cdot \tau_v$. ($k_{зан}$ – коэффициент запаса; τ_v – время выключения) должно соответствовать реальным условиям запирающего, существующим в рассматриваемой схеме в наиболее тяжелом режиме работы преобразователя.

Расчет максимального значения среднего тока тиристорных диодов соответствует расчету тока транзисторов по выражениям (4.2) в разделе 4.

Величина максимального обратного напряжения определяется величиной максимального напряжения, формируемого на коммутирующем конденсаторе, способом коммутации (параллельная, последовательная), схемой коммутирующего устройства.

Величина максимального обратного напряжения рассчитывается в соответствии с выражениями, представленными в [9, таблица 4-3].

При выборе тиристорных диодов необходимо оценивать их динамические свойства. Предпочтение следует отдавать частотным, частотно-импульсным и быстродействующим тиристорам и диодам.

Расчет параметров и выбор элементов коммутирующих устройств АИ.

Параметры коммутирующих устройств АИ должны определяться из условия обеспечения устойчивой коммутации силовых тиристорных диодов, которое определяется временем формирования на их силовой структуре обратного напряжения

$$t_{обр.} = t'_{обр.} / \omega_{он} = k_{зан.} \cdot \tau_b, \quad (6.15)$$



где $t_{обр.}$ – угол действия обратного напряжения;

$\omega_{он}$ – угловая частота контура на n -м расчетном интервале, $\omega_{он} = 1/\sqrt{L_n \cdot C}$;

$k_{зан.}$ – коэффициент запаса, учитывающий разброс параметров тиристорov, $k_{зан.} = 1,1 \dots 1,15$;

τ_b – время выключения тиристора.

Задача расчета коммутирующего устройства преобразователя не решается однозначно. Она может быть подчинена различным требованиям: обеспечить минимальные коммутационные потери или минимальную установленную мощность коммутационного оборудования и силовых элементов, получить определенный коэффициент использования источника питания при выбранной частоте коммутации и т. д. [9].

Условие сохранения устойчивой коммутации (6.15) может быть выполнено при различных соотношениях между индуктивностью L_n и емкостью C коммутирующего конденсатора, т. е. при различных величинах угловой частоты $\omega_{он}$ или относительного тока нагрузки преобразователя

$$\bar{I}_{Hmax} = I_{Hmax} \cdot \rho_n / U_k, \quad (6.16)$$

где ρ_n – волновое сопротивление контура, $\rho_n = \sqrt{L_n / C}$;

U_k – напряжение источника питания коммутирующего устройства.

Величина емкости коммутирующего конденсатора, необходимая для устойчивой коммутации, может быть представлена в виде

$$C = \frac{k_{зан.} \cdot \tau_b \cdot I_{н. max}}{U_k} \cdot \frac{1}{t_{обр.} \cdot \bar{I}_n} = \frac{k_{зан.} \cdot \tau_b \cdot I_{н. max}}{U_k} \cdot \bar{C}, \quad (6.17)$$

где \bar{C} – безразмерная емкость, зависит от схемы коммутирующих цепей преобразователя и от относительного тока нагрузки, $\bar{C} = 1 / (t_{обр.} \cdot \bar{I}_n)$.

В [9] приведены функциональные зависимости $\bar{C} = f(\bar{I}_n)$ при фиксированных значениях коэффициентов затухания контуров $\bar{D}_n = \text{const}$

$$\bar{D}_n = \frac{r_n}{2 \cdot \rho_n},$$

и относительного напряжения питания силовой цепи $k_u = \text{const}$ $k_u = U_n / U_k$.

В случае выбора критерия оптимальности, соответствующего минимуму относительных приведенных коммутационных потерь мощности $\bar{P}_{ком.}$, необходимо определить величину \bar{I}_n по функциональным зависимостям $\bar{P}_{ком.} = f(\bar{I}_n)$, приведенным в [9] для фиксированных значений D_n .



Для выбранного значения \bar{I}_n по функциональным зависимостям $\bar{C} = f(\bar{I}_n)$ определяется \bar{C} .

Для найденного значения \bar{C} по (6.17) рассчитывается емкость коммутирующего конденсатора C .

Расчет требуемых значений индуктивностей L_n контуров перезаряда конденсатора выполняется по выражению

$$L_n = C \rho_n^2.$$

Величина волнового сопротивления ρ_n для контуров определяется по (6.16):

$$\rho_n = \frac{U_R \cdot \bar{I}_{n.\max}}{I_{n.\max}}.$$

Расчет параметров тиристоров и диодов коммутирующих устройств выполняется согласно [9, таблицы 4-3 и 10].

Индивидуальные задания по расчету элементов силовой части выдаются преподавателем.

7 Практическое занятие № 7. Анализ электромагнитных процессов автономных инверторов (АИ)

Электромагнитные процессы в АИ определяются рядом факторов: способом регулирования выходного напряжения; схемой включения нагрузки; алгоритмом формирования напряжения на длительности периода; структурой построения силовой части.

Регулирование выходного напряжения может выполняться тремя способами:

- 1) непрерывное регулирование с помощью управляемого выпрямителя или широтно-импульсного регулятора с силовыми сглаживающими фильтрами на выходе;
- 2) широтно-импульсное регулирование на основной частоте;
- 3) широтно-импульсное регулирование на несущей частоте.

В случае широтно-импульсного регулирования напряжения на несущей частоте возможно формирование однополярных или двухполярных импульсов выходного напряжения на длительности полупериода (несимметричное и симметричное управление). При этом как для несимметричного, так и для симметричного управления возможны различные варианты распределения длительности, импульсов напряжения на длительности полупериода (модуляции), в частности, по синусоидальному закону.

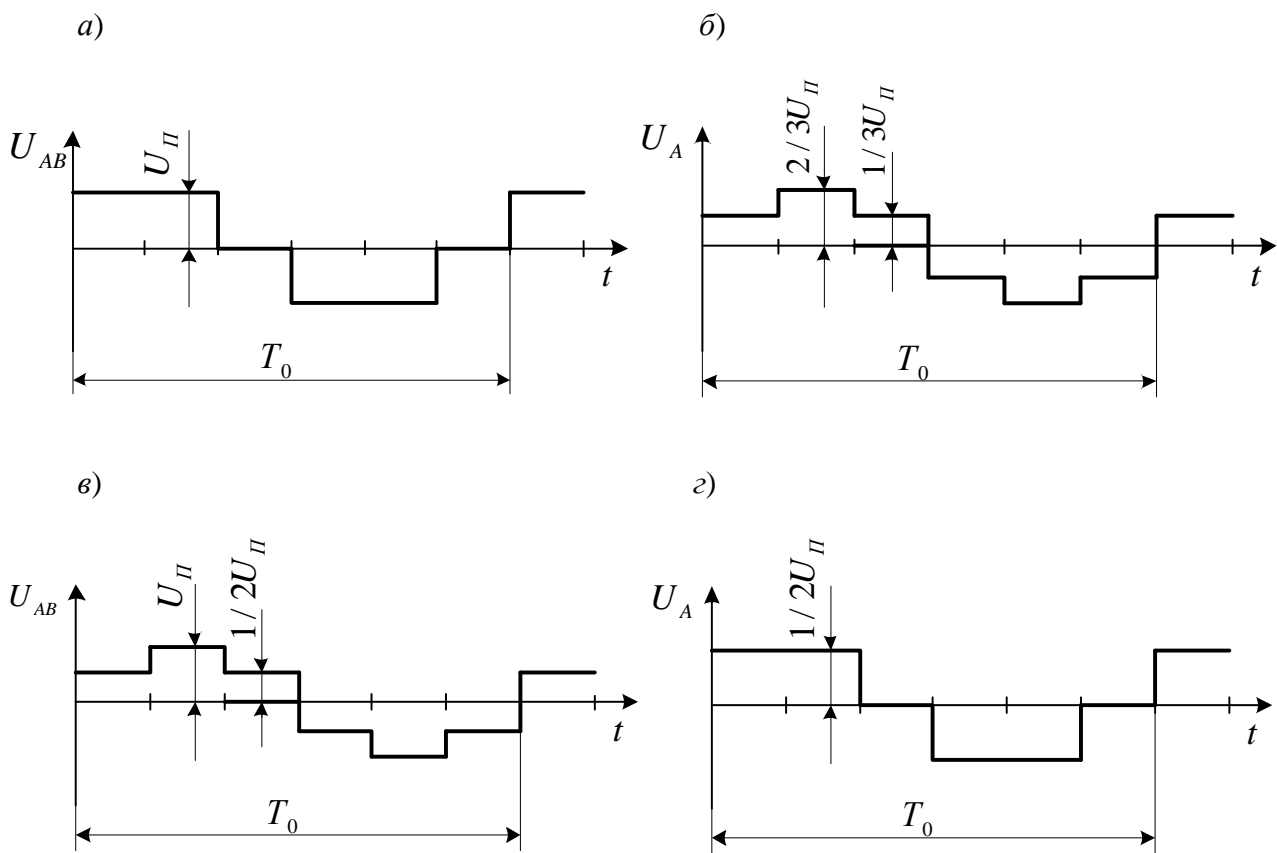
Для трехфазных нагрузок АИ применяют схемы включения «звезда» и «треугольник». При этом схемы включения определяют форму напряжения и его величину.



Алгоритмы формирования напряжения на длительности периода определяются законами распределения длительности активного управления полупроводниковыми элементами по отношению к длительности полупериода. Для переходных нагрузок при формировании симметричного выходного напряжения используют два закона распределения длительности: $\alpha = 180^\circ$; $\alpha = 120^\circ$ [9].

Таким образом, различные законы распределения длительности в сочетании с различными вариантами схем включения нагрузки определяют четыре варианта формирования выходного напряжения АИ: $\alpha = 180^\circ$ (Δ); $\alpha = 180^\circ$ (\blacktriangleleft); $\alpha = 120^\circ$ (Δ); $\alpha = 120^\circ$ (\blacktriangleleft).

На рисунке 7.1 представлен вид формируемых напряжений на нагрузке для перечисленных вариантов при непрерывном регулировании выходного напряжения или широтно-импульсного с $\gamma_0 = 1$.



$a - \alpha = 180^\circ$ (Δ); $б - \alpha = 180^\circ$ (\blacktriangleleft); $в - \alpha = 120^\circ$ (Δ); $г - \alpha = 120^\circ$ (\blacktriangleleft)

Рисунок 7.1 – Формы выходных напряжений АИ

Анализ форм выходных напряжений АИ показывает, что возможно выполнить согласование нагрузки и источника питания по напряжению (U_n) выбором требуемого варианта схемы включения нагрузки и закона распределения длительности управления.

По отношению к форме напряжения для двигательной нагрузки наиболее предпочтительными являются варианты, представленные на рисунке 7.1, б и в.

Структуры построения силовой части АИ выполняются на базе схем силовой части реверсивных импульсных преобразователей (ИП) постоянного тока. Структуры построения многофазных АИ для питания потенциально объединенных фаз нагрузки в многоугольник либо в многолучевую звезду выполняются на базе объединенных полумостовых схем реверсивных ИП. Структура построения силовой части таких АИ представлена на рисунке 7.2.

Структуры построения многофазных АИ для питания потенциально не объединенных фаз нагрузки выполняются на базе объединенных полумостовых схем реверсивных ИП. Структура построения силовой части таких АИ представлена на рисунке 7.3.

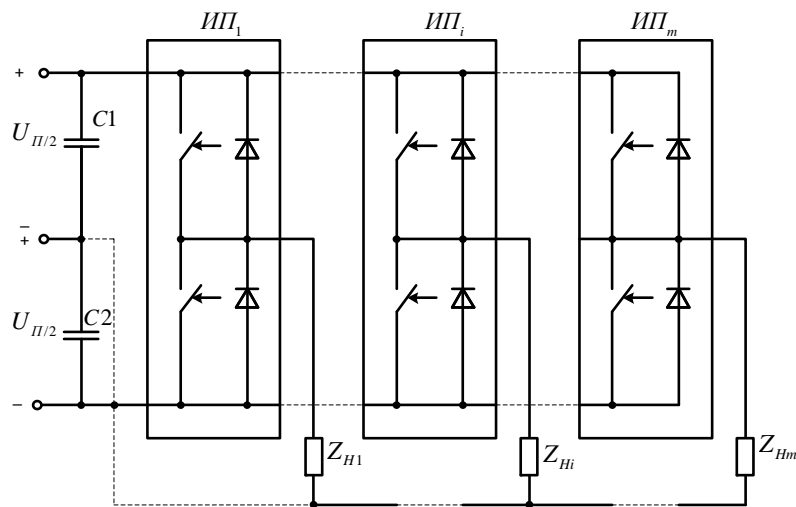


Рисунок 7.2 – Структура построения силовой части многофазного АИ на базе полумостовых схем реверсивных ИП

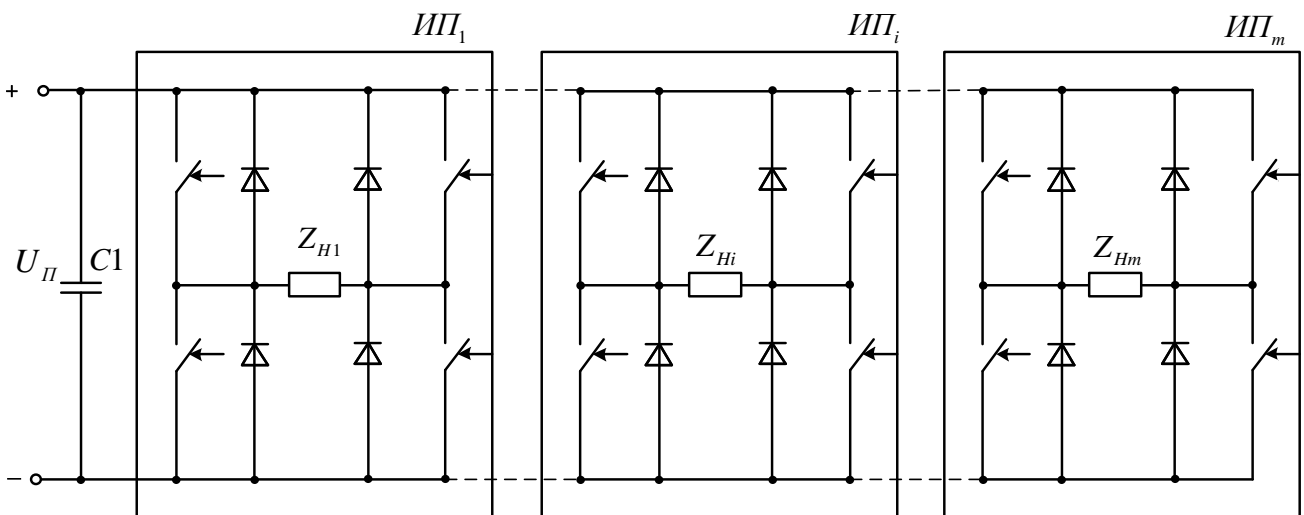


Рисунок 7.3 – Структура построения силовой части многофазного АИ на базе мостовых схем реверсивных ИП

Для АИ, имеющих структуру силовой части, представленную на рисунке 7.2, при соединении нагрузки с нулевой точкой источника питания

возможна реализация независимых алгоритмов управления фазами нагрузки, то есть формирование независимых электромагнитных процессов. В случае отсутствия связи с нулевой точкой источника питания возможна реализация только лишь зависимых алгоритмов управления фазами нагрузки.

Для АИ, имеющих структуру силовой части, представленную на рисунке 7.3, возможна реализация принципиально любых алгоритмов управления.

Ток активно-индуктивной нагрузки однофазного инвертора с широтно-импульсным регулированием напряжения на основной частоте в квазиустановившемся режиме работы определяется для двух интервалов согласно рисунку 7.4 и выражениям [9]

$$i'_{I} = \frac{i_T}{I_{\kappa}} = 1 - \frac{1 - e^{-\gamma\beta}}{1 + e^{-\beta}} \cdot e^{-\beta\bar{t}}, \quad 0 \leq \bar{t} \leq \gamma; \quad i'_{II} = \frac{i_{II}}{I_{\kappa}} = \frac{1 - e^{-\gamma\beta}}{1 + e^{-\beta}} \cdot e^{-\beta\bar{t}}, \quad 0 \leq \bar{t} \leq (1 - \gamma), \quad (7.1)$$

где \bar{t} – относительное напряжение, $\bar{t} = \frac{t_{II}}{T} = 2 \cdot f \cdot t$ или $\bar{t}' = \frac{t_{II}}{T_0} = 2 \cdot f_0 \cdot t$ (в АИ с модуляцией на несущей частоте);

$x(\bar{t})$ – относительное напряжение на расчетном интервале (рассматривается как возмущающее воздействие), $x(\bar{t}) = U_{cp}(\bar{t}) / U$;

i' – относительный ток (рассматривается как реакция на возмущающие воздействия), $i' = i / I_{\kappa}$;

I_{κ} – ток короткого замыкания (принят за базовую величину), $I_{\kappa} = U_n / r_{\phi}$;

r_{ϕ} – активное сопротивление фазы нагрузки;

β – коэффициент нагрузки, $\beta = \frac{\tau}{T} = \frac{L_{\phi}}{r_{\phi}} \cdot 2 \cdot f'$;

L_{ϕ} – индуктивность фазы нагрузки.

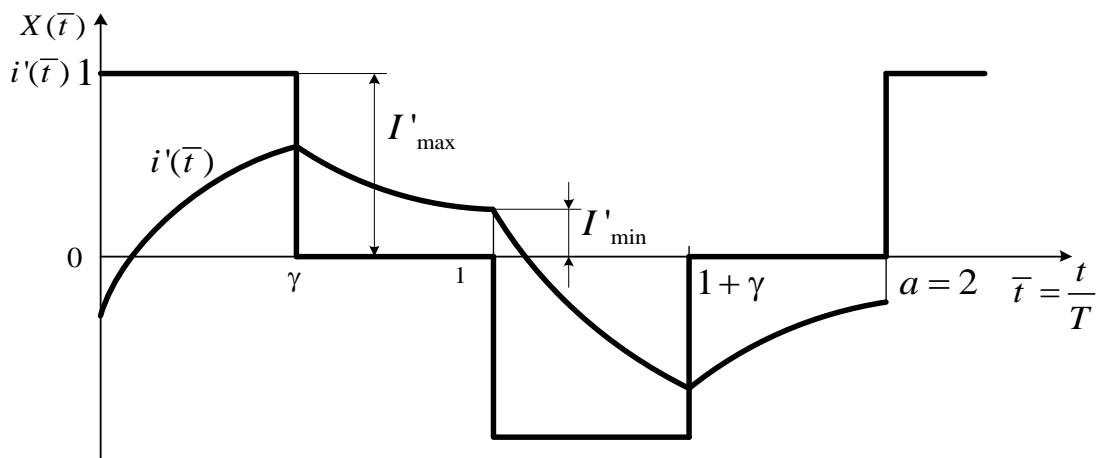


Рисунок 7.4 – Относительное напряжение $x(\bar{t})$ и ток $i'(\bar{t})$ в нагрузке инвертора с широтным регулированием напряжения



Формулы относительных токов в нагрузке трехфазного инвертора при соединении нагрузки в треугольник могут быть получены как частный случай из выражений (7.1) при подстановке в них $\gamma = 2/3$.

Для определения токов в активно-индуктивной нагрузке трехфазного инвертора, соединенной в «звезду», также можно воспользоваться формулами (7.1), если применить принцип наложения и рассматривать приведенное напряжение в фазе нагрузки $x(\bar{t})$ как сумму двух составляющих $x_1(\bar{t})$ и $x_2(\bar{t})$ в соответствии с рисунком 7.5.

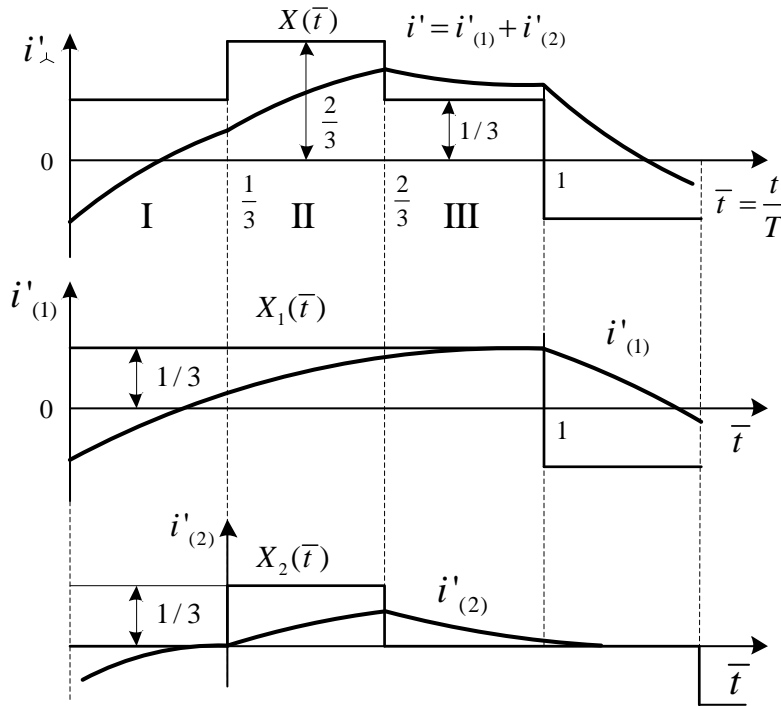


Рисунок 7.5 – Приведенные напряжения и токи в трехфазном инверторе при соединении нагрузки в «звезду» ($\alpha = 180^\circ$)

Выходное напряжение АИ с широтно-импульсной модуляцией имеет вид серий модулированных по ширине импульсов, частота следования которых $f_n = 1/T_n = \text{const}$. Вид выходного напряжения представлен на рисунке 7.6.

Относительная продолжительность включения каждой фазы нагрузки в цепь источника питания

$$\gamma = t_i / T = N' / N, \quad (7.2)$$

где N' – число импульсов питающего напряжения за один полупериод основной частоты T ;

N – число периодов несущей частоты в одном полупериоде основной частоты, $N = T / T_n = f_n / 2 \cdot f$.

При расчете электромагнитных процессов в АИ с модуляцией на несущей частоте приняты масштаб по оси времени

$$\bar{t}' = t / T_n = N \frac{t}{T} = N \cdot \bar{t} \quad (7.3)$$

и коэффициент нагрузки

$$\beta_0 = T_n / \tau_y = \beta / N = \frac{2f}{f_n} \cdot \beta. \quad (7.4)$$

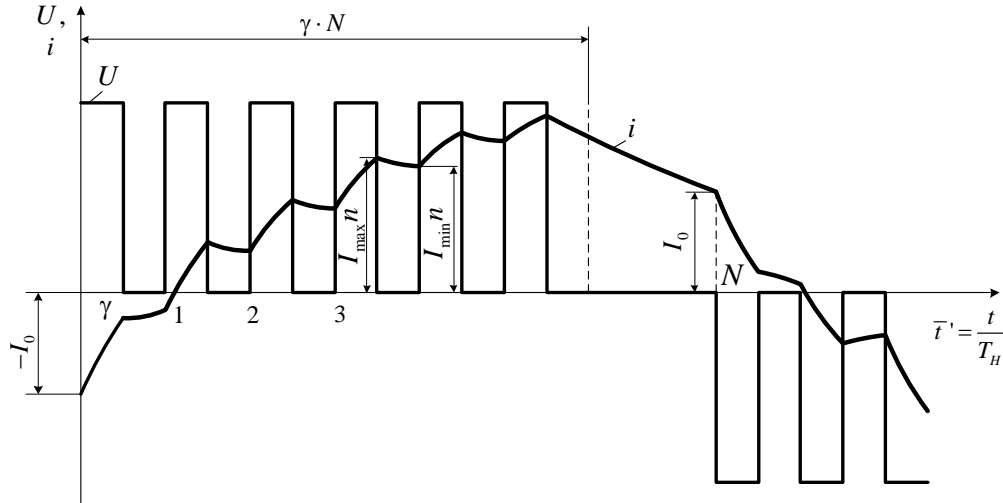


Рисунок 7.6 – Напряжение и ток в фазе активно-индуктивной нагрузки мостового инвертора с широтным регулированием напряжения на несущей частоте

Из выражений (7.3) и (7.4) следует, что $\beta_0 \cdot \bar{t}' = \beta \cdot \bar{t}$.

При выполнении расчетов принимают $T / T_n = f_n / 2 \cdot f$ и $f \cdot T / T_n$ – целые числа.

В квазиустановившемся режиме работы ток в фазе АИ представляет собой периодическую функцию, симметричную относительно оси абсцисс. Значения тока в активно-индуктивной нагрузке в начале и конце каждого полупериода T в относительных единицах

$$I'_0 = \frac{I_0}{I_k} = \frac{(1 - e^{-\beta_0 \cdot \gamma'}) \cdot e^{-\beta(1-\gamma)} - e^{-\beta}}{1 - e^{-\beta_0}} \cdot \frac{1}{1 + e^{-\beta}}. \quad (7.5)$$

Дискретные значения токов в фазе АИ, соответствующие точкам минимума и максимума,

$$i'_{\min.n} = \frac{e^{-\beta_0(1-\gamma')} (1 - e^{-\beta_0 \gamma'})}{1 - e^{-\beta_0}} \cdot \left[1 - \frac{1 + e^{-\beta_0(N-N')}}{1 - e^{-\beta_0 \cdot N}} \cdot e^{-\beta_0 \cdot n} \right], \quad n = 0, 1, 2, \dots, N';$$

$$i'_{\max.n} = \frac{1 - e^{-\beta_0 \gamma'}}{1 - e^{-\beta_0}} \cdot \left[1 - \frac{1 + e^{-\beta_0(N-N')}}{1 + e^{-\beta_0 \cdot N}} \cdot e^{-\beta_0 \cdot n} \right], \quad n = 1, 2, \dots, N'. \quad (7.6)$$

Расчет электромагнитных процессов в коммутирующих устройствах тиристорных АИ выполняется согласно методике, представленной в практическом занятии № 5.

Индивидуальные задания по расчету электромагнитных процессов выдаются преподавателем.

8 Практическое занятие № 8. Методика расчета элементов силовой части тиристорного преобразователя частоты и анализ электромагнитных процессов

В преобразователях частоты выполняется двухкаскадное или трехкаскадное преобразование электрической энергии. При этом возможны различные структуры построения. Для преобразователей частоты с двухкаскадным преобразованием рассматривают следующие структуры: неуправляемый выпрямитель – автономный инвертор; нереверсивный управляемый выпрямитель – автономный инвертор; реверсивный управляемый выпрямитель – автономный инвертор. Для преобразователей частоты с трехкаскадным преобразованием рассматривают следующие структуры: неуправляемый выпрямитель – широтно-импульсный преобразователь – автономный инвертор; реверсивный управляемый выпрямитель – широтно-импульсный преобразователь – автономный инвертор.

Особенность расчета элементов тиристорных преобразователей частоты заключается во влиянии электромагнитных процессов, протекающих в коммутирующих устройствах автономных инверторов, на основные электрические координаты силовой части. Расчет и выбор элементов выпрямителей, широтно-импульсных преобразователей и силовой части АИ выполняется с учетом максимальных значений напряжений и токов, формируемых коммутирующими устройствами.

Степень влияния коммутирующих устройств на основные электрические координаты силовой части определяется выбором способа коммутации. В целом рассматривают следующие способы коммутации силовых тиристорных автономных инверторов: межфазная, пофазная, групповая, общая, индивидуальная. При этом коммутирующие устройства могут выполнять как параллельную, так и последовательную коммутацию силовых тиристорных АИ.

Для выбора схемы и расчета коммутирующих цепей удобно пользоваться следующими характеристиками [9]:

1) максимальных значений относительных токов и напряжений на коммутирующем конденсаторе $X_{01} = \bar{U}_{01} = f(\bar{I}_H)$ или $X_{\max.k}, X_{\max.D} = f(\bar{I}_H)$; $U_{\max} = f(\bar{I}_H)$ или $U_{\max.k}, U_{\max.D} = f(\bar{I}_H)$ при $D = \text{const}$;

2) углов действия обратного напряжения в квазиустановившемся режиме работы $\vartheta_{\text{обр}} = f(\bar{I}_H)$ при $D = \text{const}$;



3) кратности изменения угла $\vartheta_{обр}$ при внезапных перегрузках $k_{т.Дин} = f(I_n)$, при $D = \text{const}$, $\bar{I}_{н1} = \text{const}$, или угла действия обратного напряжения при внезапном изменении нагрузки от 0 до \bar{I}_n : $\theta'_n = f$ при $D = \text{const}$;

4) безразмерной емкости:

– для установившегося режима работы

$$\bar{C} = \frac{C}{\frac{I_{н.н}}{U} k_{зан} \cdot \tau_{\epsilon}} = \frac{1}{\vartheta_{обр.min} \cdot I_n} = f(\bar{I}_n) \text{ при } D = \text{const};$$

– для пускового режима

$$\bar{C}_n = \frac{C}{\frac{I_{н.н}}{U} k_{зан} \cdot \tau_{\epsilon}} = \frac{1}{\vartheta_{обр.min} \cdot I_n} = f(\bar{I}_n) \text{ при } D = \text{const};$$

– для режима внезапного изменения нагрузки от 0 до \bar{I}_n

$$\bar{C}'_n = \frac{1}{\theta'_n \cdot I_n} = f(\bar{I}_n) \text{ при } D = \text{const}.$$

Рассмотренные зависимости в пп. 1...4 приведены в [9] в виде номограмм.

По характеристикам безразмерной емкости можно установить рабочую область относительных токов нагрузки инвертора и возможный диапазон изменения питающего напряжения для определенных коэффициентов затухания контура перезаряда, а также рассчитать параметры коммутирующих цепей. Устойчивая работа инвертора возможна в пределах падающих или медленно возрастающих участков характеристик $\bar{C} = f(\bar{I}_n)$. Выбор рабочей точки на резко возрастающем участке приводит к недопустимо большим коммутационным потерям мощности и к отсутствию перегрузочной способности у инвертора.

Параметры коммутирующих цепей рассчитываются из условия сохранения устойчивой коммутации в преобразователе, которая выполняется при различных соотношениях между индуктивностью и емкостью в цепи перезаряда конденсатора, то есть при различных расчетных величинах относительного тока нагрузки \bar{I}_n . Поэтому прежде всего должно быть выбрано оптимальное значение тока $\bar{I}_{н.опт}$ для рассматриваемой схемы [9]. Критериями оптимальности в зависимости от назначения и условий эксплуатации преобразователя могут быть:

1) минимум относительных коммутационных потерь

$$\bar{P}_{ком} = \frac{P_{ком}}{U \cdot I_n} = f(\bar{I}_n); \quad (8.1)$$



2) минимум габарита, веса или стоимости элементов силовой части преобразователя.

Оптимальное значение тока нагрузки $\bar{I}_{н.онм}$, соответствующее минимуму функции $\bar{P}_{ком} = f(\bar{I}_н)$, определяется по номограммам, приведенным в [9].

Ориентировочный выбор $\bar{I}_{н.онм}$ может быть выполнен по характеристикам, безразмерной емкости инверторов $C = f(\bar{I}_н)$ или $C = f(\bar{I}_н)$.

Расчет параметров элементов устройств коммутации для различных систем АИ, выраженный через максимальные координаты предельных циклов перезаряда, величину безразмерной емкости \bar{C} и относительный линейный ток нагрузки $\bar{I}_н$, приведен в [9, таблица 10].

Протекание электромагнитных процессов в преобразователях частоты во многом определяется типом фильтра. Для преобразователей частоты с автономными инверторами напряжения наибольшее применение получили емкостные фильтры, которые обеспечивают обмен энергией между источником питания и нагрузкой.

Ток в цепи питания многофазного инвертора на k -м расчетном интервале может быть представлен зависимостью

$$i'_{nk} = n_k \cdot \left[1 - \frac{A_k(\beta, \gamma)}{n_k} \cdot e^{-\beta \bar{t}} \right], \quad (8.2)$$

где \bar{t} – относительное время, отсчитываемое от начала соответствующего интервала, $\bar{t} = t / T$;

n_k – число фазных токов, замыкающихся через источник питания на рассматриваемом интервале, $n_k = \varphi(m, k)$;

$A_k(\beta, \gamma)$ – функциональный коэффициент, постоянный на каждом интервале.

Определение функционального коэффициента $A_k(\beta, \gamma)$ для расчетных интервалов выполняется по [9, таблица 4].

Величина пульсаций напряжения на емкостном фильтре определяется как

$$\Delta U_{c/\max} = \frac{q' \cdot \tau_n I_\kappa}{C}, \quad (8.3)$$

где τ_n – постоянная времени нагрузки, $\tau_n = L_n / r_n$;

$q' = \frac{q}{\tau_n \cdot I_\kappa}$ – относительное количество электричества, вызывающее

наибольшее увеличение напряжения на конденсаторах фильтра, $q' = q / \tau_n \cdot I_\kappa$.

Величина q' определяется по графикам зависимостей $q' = f(\beta)$ при $\gamma = \text{const}$, приведенным в [9, рисунок 29].



Емкость конденсаторов фильтра должна быть такой, чтобы при всех режимах работы $\Delta U_{c.\max} \approx (0,1 \dots 0,2) U_n$.

Индивидуальные задания по расчету элементов силовой части выдаются преподавателем.

Список литературы

1 **Крупович, В. И.** Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами: справочник / В. И. Крупович, Ю. Г. Бабин, М. Л. Салювер. – Москва: Энергоатомиздат, 1982. – 416 с.: ил.

2 **Башарин, А. В.** Примеры расчетов автоматизированного электропривода / А. В. Башарин, Ф. Н. Голубев, Б. Г. Кашперман. – Ленинград: Энергия, 1990. – 512 с.

3 **Руденко, В. С.** Преобразовательная техника / В. С. Руденко, В. Н. Сенько, И. М. Чиженко. – Киев: Вища школа, 1978. – 430 с.: ил.

4 **Руденко, В. С.** Основы промышленной электроники / В. С. Руденко, В. И. Сенько, В. В. Трифонюк. – Киев: Вища школа, 1985. – 420 с.: ил.

5 **Дьяков, В. Н.** Типовые расчёты по электрооборудованию: практическое пособие / В. Н. Дьяков. – Москва : Высшая школа, 1990. – 163 с.

6 **Шипилло, В. П.** Автоматизированный вентильный электропривод / В. П. Шипилло. – Москва: Энергия, 1969. – 400 с.

7 **Глазенко, Т. А.** Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока / Т. А. Глазенко. – Ленинград: Энергия, 1973. – 304 с.: ил.

8 **Герман-Галкин, С. Г.** Широтно-импульсные преобразователи / С. Г. Герман-Галкин. – Ленинград: Энергия, 1979. – 96 с.: ил.

9 **Глазенко, Т. А.** Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах / Т. А. Глазенко, Р. Б. Гончаренко. – Ленинград: Энергия, 1969. – 184 с.: ил.

10 **Зиновьев, Г. С.** Силовая электроника: учебное пособие для академ. бакалавриата: в 2 ч. / Г. С. Зиновьев. – 5-е изд., испр. и доп. – Москва: Юрайт, 2016. – Ч. 1. – 390 с.

11 **Фролов, В. Я.** Устройства силовой электроники и преобразовательной техники с разомкнутыми и замкнутыми системами управления в среде MATLAB-Simulink: учебное пособие / В. Я. Фролов. – Санкт-Петербург: Краснодар; Москва: Лань, 2017. – 332 с.: ил.

12 **Онищенко, Т. Б.** Силовая электроника. Силовые полупроводниковые преобразователи для электропривода и электроснабжения: учебное пособие / Т. Б. Онищенко, О. М. Соснин. – Москва: ИНФРА-М, 2018. – 122 с.

