

Библиотека

по

А

В

Т

О

М

А

Т

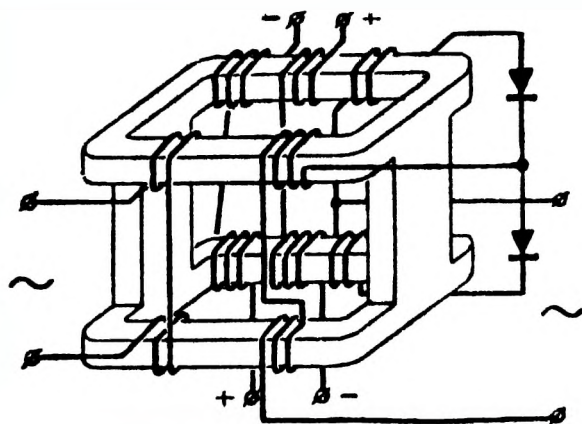
И

К

Е

А.М.Бамдас и С.В.Шапиро

ТРАНСФОРМАТОРЫ, РЕГУЛИРУЕМЫЕ ПОДМАГНИЧИВАНИЕМ



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Выпуск 147

А. М. БАМДАС и С. В. ШАПИРО

ТРАНСФОРМАТОРЫ,
РЕГУЛИРУЕМЫЕ
ПОДМАГНИЧИВАНИЕМ



ИЗДАТЕЛЬСТВО «Э Н Е Р Г И Я»

МОСКВА

1965

ЛЕНИНГРАД

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

И. В. Антик, А. И. Бертинов, С. Н. Вешеневский, Л. М. Закс,
Н. Е. Кобринский, В. С. Кулебакин, В. С. Малов, В. Э. Низе,
Б. С. Сотсков, А. С. Шаталов

УДК 621.314.228

Б 22

Книга посвящена бесконтактным ферромагнитным регуляторам электрического напряжения трансформаторного типа.

В книге приведено описание различных схем и конструкций однофазных и трехфазных подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов, рассмотрены их основные характеристики и свойства, разобраны отдельные вопросы теории и расчета, даны указания для выбора конструкций и, наконец, приведена методика проектирования. В книге сообщены результаты испытаний опытных образцов ферромагнитных регуляторов.

Книга предназначена для широкого круга специалистов заводов, лабораторий и исследовательских институтов, занимающихся разработкой и проектированием различных автоматических устройств. Книга может служить также пособием для студентов старших курсов соответствующей специальности.

Бамдас Александр Маркович, Шапиро Семен Вольфович

Трансформаторы, регулируемые подмагничиванием,

М.—Л., издательство „Энергия“, 1964 г. 160 с. с черт. (Библиотека по автоматике, вып. 147)

Тематический план 1965 г. № 211

Редактор М. А. Боярченков

Техн. редактор О. П. Печёнкина

Сдано в набор 17/V 1965 г.

Подписано к печати 11/VIII 1965 г.

Т-10258

Формат 84×108¹/₃₂

Печ. л. 8,40

Уч.-изд. л. 8,43

Тираж 12 200

Цена 42 коп.

Зак. 318

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Государственного комитета Совета Министров СССР по печати.
Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Ферромагнитные устройства, регулируемые изменением подмагничивания, все шире и шире применяются для автоматического и ручного регулирования переменного или постоянного напряжения и тока и для всевозможных автоматических установок, в частности, для различных стабилизаторов. В СССР уже изготовлены регуляторы трансформаторного типа с самыми разными параметрами, с мощностью от десятков вольт-ампер до сотен киловольт-ампер. В целом ряде институтов и предприятий СССР, например, в Московском энергетическом институте, в Научно-исследовательском кинофотоинституте (НИКФИ), в Горьковском и Томском политехнических институтах, ведется разработка подмагничиваемых регуляторов и автоматических устройств, созданных на их основе.

Предлагаемая книга является первой из написанных нами для «Библиотеки по автоматике» двух книг, посвященных ферромагнитным регуляторам напряжения и стабилизаторам, частью которых они являются. В обеих книгах широко отражены результаты работ, проведенных в 1958—1963 г. в исследовательской лаборатории кафедры электрических машин Горьковского политехнического института им. А. А. Жданова. Значительная часть материала публикуется впервые.

В книге рассмотрены различные бесконтактные трансформаторы и автотрансформаторы, регулируемые изменением степени их подмагничивания. Приведены схемы и конструкции регуляторов, рассматриваются отдельные вопросы их теории и расчета и излагается методика проектирования. Стабилизаторы, в которых подмагничиваемый трансформатор или автотрансформатор служит ис-

полнительным органом, рассмотрены во второй книге авторов.

Книга предназначена для инженеров, занятых проектированием автоматических устройств, и может служить также пособием для студентов.

Выражаем сердечную благодарность коллективу уже названной исследовательской лаборатории за дружескую помощь в работе. Авторы считают своей приятной обязанностью выразить искреннюю благодарность научному сотруднику ИАТ(ТК) АН СССР канд. техн. наук М. А. Боярченкову за редактирование рукописи и ряд ценных замечаний.

С признательностью примем любые критические замечания по содержанию книги; просьба направлять их по адресу: Москва Ж-114, Шлюзовая наб., д. 10, издательство «Энергия».

Авторы

ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И ОБОЗНАЧЕНИЯ

- ПР — подмагничиваемый регулятор (трансформаторный).
- ПР-I и ПР-II — ПР с одинарным или двойным подмагничиванием.
- ТРП и АРП — трансформатор, или автотрансформатор, регулируемый подмагничиванием.
- ТРПШ и АРПШ — трансформатор, или автотрансформатор, регулируемый подмагничиванием шунта.
- ТРПШ-I и АРПШ-I — трансформатор, или автотрансформатор, регулируемый подмагничиванием только шунта.
- ТРПШ-II и АРПШ-II — трансформатор или автотрансформатор, регулируемый подмагничиванием шунта и добавочным небольшим подмагничиванием главного сердечника.
- ТРПД и АРПД — трансформатор, или автотрансформатор, с двумя регулирующими элементами.
- СЭ, ПЭ и СПЭ — последовательный, параллельный и последовательно-параллельный элементы ПР.
- G — главный сердечник ПР.
- $\mathcal{H}$ — добавочный сердечник ПР (магнитный шунт).
- $\omega_{1п}$ и $\omega_{2п}$ — число последовательно соединенных витков одной катушки соответственно первичной или вторичной обмотки параллельного элемента.
- $\omega_{п.с}$ — число последовательно соединенных витков одной катушки охватывающей обмотки.
- $\omega_{Дп}$ — число последовательно соединенных витков одной катушки добавочной обмотки параллельного элемента АРП и ТРПД.
- $\omega_{1с}$ и $\omega_{2с}$ — число последовательно соединенных витков одной катушки соответственно первичной или вторичной обмотки последовательного элемента.
- ω_c — эквивалентное число витков обмотки последовательного элемента, относенное к одному стержню.

- $\omega_{с.п}$ — число последовательно соединенных витков одной катушки обмотки последовательно-параллельного элемента.
- ω_d — число последовательно соединенных витков одной катушки обмотки подмагничивания ПР без обратной связи или эквивалентной обмотки подмагничивания ПР с обратной связью.
- ω'_d — число последовательно соединенных витков одной катушки обмотки подмагничивания главного сердечника ПР.
- $\omega_{о.с.}, \omega_y, \omega_{см}$ — число последовательно соединенных витков одной катушки соответственно обмотки обратной связи, управления или смещения ПР с обратной связью.
- ω' и ω_k — число последовательно соединенных витков одной катушки соответственно добавочной обмотки переменного тока или компенсационной.
- $U_{1п}, U_{1макс}, U_{1мин}$ — линейное первичное напряжение.
- $U_{1п}, U_{1с}$ — соответственно номинальное, максимальное и минимальное первичное напряжение (фазное).
- $U_{1п}, U_{1с}$ — соответственно напряжение на обмотке $\omega_{1п}$ или $\omega_{1с}$.
- $U_{2п}$ — линейное вторичное напряжение.
- $U_{2п}, U_{2макс}, U_{2мин}$ — номинальное, максимальное и минимальное вторичное напряжение (фазное).
- $U_{2о}$ — вторичное напряжение при холостом ходе.
- $U_{2(n)}$ — действующее значение n -ой гармоники вторичного напряжения.
- $U_{2п}, U_{2с}$ — напряжение на обмотке $\omega_{2п}$ или $\omega_{2с}$.
- U_c — результирующее падение напряжения на обмотках последовательного элемента.
- $U_{см(n)}$ и $U_{с(n)}$ — амплитуда и действующее значение n -й гармоники падения напряжения на обмотке серийного элемента.
- $E_{1п}, E_{2п}, E_{1с}$ и $E_{2с}$ — э. д. с., наводимые в обмотках $\omega_{1п}, \omega_{2п}, \omega_{1с}$ и $\omega_{2с}$.
- $E_{m(3)}$ и $E_{(3)}$ — амплитуда и действующее значение э. д. с. третьей гармоники, генерируемой в обмотке ω_c .
- I_1 — первичный ток.
- $I_{1о}$ — первичный ток при холостом ходе.
- $I_{1п}$ — первичный ток при номинальном вторичном токе и токе подмагничивания.
- I_2 — вторичный ток.
- $I_{2п}, I_{2мин}, I_{2макс}$ — номинальное, минимальное и максимальное значения вторичного тока при номинальном токе подмагничивания.
- $I_{2(n)}$ — действующее значение n -й гармоники вторичного тока.
- $I_п$ — намагничивающий ток параллельного элемента.

- $I_{с.п}$ — ток в обмотке последовательно-параллельного элемента ТРПД.
 I_w — ток в общих обмотках переменного тока АРП.
 I_d — постоянный ток подмагничивания, эквивалентный ток подмагничивания ПР с обратной связью.
 $I_{дн}, I_{дмин}$ и $I_{дмакс}$ — номинальное, минимальное и наибольшее значение тока подмагничивания.
 $I_{о.с.}, I_y, I_{см}, I'_d$ — ток обратной связи, управления, смещения или подмагничивания главного сердечника.
 Q_Γ, Q_{III} — активная площадь поперечного сечения основного стержня главного или добавочного сердечника.
 $Q_{я.г.}, Q_{я.ш}$ — активная площадь поперечного сечения ярма главного или добавочного сердечника.
 $a_\Gamma, b_\Gamma, a_{III}$ и b_{III} — ширина пластины, толщина пакета прямоугольного основного стержня главного или добавочного сердечника.
 $h_\Gamma, c_\Gamma, h_{III}$ и c_{III} — высота и ширина окна главного и добавочного сердечника.
 l_{III} — длина средней силовой линии шунта.
 $Q_{1п}, Q_{2п}, Q_{1с}, Q_{2с}$ и Q_d — суммарное активное поперечное сечение обмоток с соответствующими индексами
 $S_{1п}, S_{2п}, S_{дп}, S_{1с}, S_{2с}, S_{о.с.}, S_y, S_{см}, S_d$ — площадь поперечного сечения провода или, при нескольких параллельных ветвях, суммарная площадь сечения всех параллельных проводов одной катушки обмотки с соответствующими индексами.
 H_d и H_{III} — напряженность постоянного или переменного магнитного поля шунта.
 F_d — намагничивающая сила обмотки w_d (в ПР с обратной связью — суммарная намагничивающая сила $w_{о.с.}, w_y$ и $w_{см}$).
 F_c — результирующая намагничивающая сила обмоток $w_{1с}$ и $w_{2с}$.
 Φ_Γ и Φ_{III} — соответственно переменный магнитный поток в главном или добавочном сердечнике.
 $\Phi_{III(n)}$ — амплитуда n -ой гармоники потока шунта.
 Φ_d и Φ'_d — постоянный магнитный поток в добавочном и главном сердечнике.
 B_Γ — амплитуда переменной магнитной индукции в главном сердечнике.
 B_{III} — амплитуда переменной магнитной индукции в добавочном сердечнике при минимальном его подмагничивании.
 $L_c, L_{1с}, L_{2с}, L_{п}$ — индуктивность обмоток $w_c, w_{1с}, w_{2с}, w_{1п}$.
 M — взаимная индуктивность между обмотками $w_{1с}$ и $w_{2с}$.

- $B_{\text{Шост}}$ — амплитуда остаточной магнитной [индукции добавочного сердечника при эго максимальном подмагничивании.
- $x_{\text{п}}$ и $x_{\text{с}}$ — индуктивное сопротивление обмоток $w_{1\text{п}}$ и $w_{\text{с}}$.
- $x_{\text{сс}}$ и $x_{\text{сп}}$ — индуктивное сопротивление рассеяния последовательного или параллельного элементов.
- $x_{\text{с,ост}}$ — индуктивное сопротивление обмотки $w_{\text{с}}$ (без учета рассеяния) или наибольшем подмагничивании шунта.
- $r_{1\text{п}}, r_{2\text{п}}, r_{1\text{с}}, r_{2\text{с}}$ — активные сопротивления соответствующих обмоток.
- $R_{\text{п}}, x_{\text{п}}$ и $Z_{\text{п}}$ — активное, индуктивное и полное сопротивление нагрузки.
- $\varphi_{\text{п}}$ — сдвиг фаз между вторичным напряжением и током.
- φ_1 — сдвиг фаз между первичным напряжением и током.
- $x_{\text{сз}}$ — индуктивное сопротивление обмотки $w_{\text{с}}$ для третьей гармоники тока.
- K_{Γ} — коэффициент группы.
- K_{Γ} — коэффициент гармоник.
- $K_{\text{в}}$ — коэффициент, характеризующий степень вытеснения переменного потока из шунта.
- $K_{\text{ш}}$ — коэффициент трансформации ПР.
- $K_{\text{о.с}}$ — коэффициент обратной связи.
- K_i — отношение обратного тока вентиля к его прямому току.
- F — глубина регулирования.
- $k_{\text{п}}$ — отношение минимального сопротивления нагрузки к максимальному.
- $K_{\text{р}}$ — коэффициент регулирования.
- α — коэффициент, учитывающий падение напряжения в ПР при $I_{\text{дп}}$.
- K_Z — отношение полного сопротивления нагрузки к $x_{\text{п}}$.
- K_L — отношение $x_{\text{п}}$ к $x_{\text{с}}$.
- $K_{\text{с}}$ — коэффициент заполнения стали.
- $K_{\text{о}}$ — коэффициент заполнения окна.
- $K_{\text{кр}}$ — коэффициент использования площади круга площадью поперечного сечения ступенчатого стержня.
- $K_{\text{е}}$ — отношение э. д. с. тройной частоты, генерируемой в обмотке $w_{\text{с}}$, к основной гармонике падения напряжения на этой же обмотке.
- K_x — отношение $x_{\text{с}(3)}$ к $x_{\text{с}}$.
- K_{23} — коэффициент влияния второй гармоники потока шунта на третью.
- $K_{\text{д}}$ — коэффициент подмагничивания.

- K_S — отношение расчетной мощности последовательного элемента к выходной расчетной мощности.
 K_{III} — отношение максимального падения напряжения на последовательном элементе к номинальному первичному напряжению.
 K_1 и K_2 — конструктивные коэффициенты параллельного или последовательного элемента.
 n_{Γ} и n_{III} — отношение b_{Γ} к a_{Γ} или b_{III} к a_{III} .
 ΔU — отношение падения вторичного напряжения при переходе от холостого хода к режиму номинальной нагрузки при номинальном токе подмагничивания к вторичному напряжению при холостом ходе и том же токе подмагничивания.
 u_a и u_r — активная и реактивная составляющие ΔU .
 S — номинальная выходная мощность.
 $S_{II}, S_C, S_{СП}$ — расчетная мощность параллельного, последовательного или последовательно-параллельного элемента.
 Q_x — намагничивающая мощность, потребляемая ПР при чисто активной нагрузке.
 ΔP_c и ΔP_o — соответственно потери в стали и суммарные потери в обмотках.
 $\Sigma \Delta P$ — суммарные потери.
 p_c — удельные потери в стали.
 q_x — удельная намагничивающая мощность.
 q_{τ} — удельный тепловой поток.
 Δ — плотность тока.
 $\Delta_{2II}, \Delta_{1c}, \Delta_{2c}, \Delta_d$ — плотность тока в соответствующих обмотках.
 q_0 — удельный вес материала провода.
 g_c — удельный вес стали.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОПИСАНИЕ ПОДМАГНИЧИВАЕМЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И АВТОТРАНСФОРМАТОРОВ

Трансформаторы и автотрансформаторы, регулируемые подмагничиванием (ТРП и АРП), выполняют функции обычных трансформаторов и автотрансформаторов, т. е. трансформируют напряжение, а также осуществляют плавное регулирование напряжения путем подмагничивания части магнитопровода постоянным током [Л. 6—8]. В этой книге эти устройства будем именовать подмагничиваемыми трансформаторными регуляторами (ПР). Простейшим типом ПР является общеизвестное устройство, состоящее из последовательно соединенных управляемого дросселя насыщения, служащего регулирующей частью, и трансформатора, представляющего собой главную силовую часть (рис. 1-1,а).

В литературе последних лет рассмотрено много различных ПР. Одни из них отличаются от указанного простейшего типа лишь конструктивно: в них объединены либо только магнитопроводы дросселя и трансформатора, либо и магнитопроводы и обмотки. ПР объединенной конструкции более компактны, у них, как правило, несколько меньше расход активных материалов (на 10—30%) и больше коэффициент полезного действия, чем у простейшего ПР, состоящего из согласующего трансформатора и дросселя насыщения. Другие подмагничиваемые трансформаторы и автотрансформаторы отличаются от простейшего устройства своей электрической схемой [Л. 7, 45, 56]. Такие ПР имеют лучшие свойства, чем у простейшего ПР: более высокий входной коэффициент мощности, синусоидальную форму кривой выход-

ного напряжения, меньший расход активных материалов, большие к. п. д. и компактность.

Несмотря на все многообразие ТРП и АРП, в каждом из них всегда можно выделить две части — регулирующую и главную.

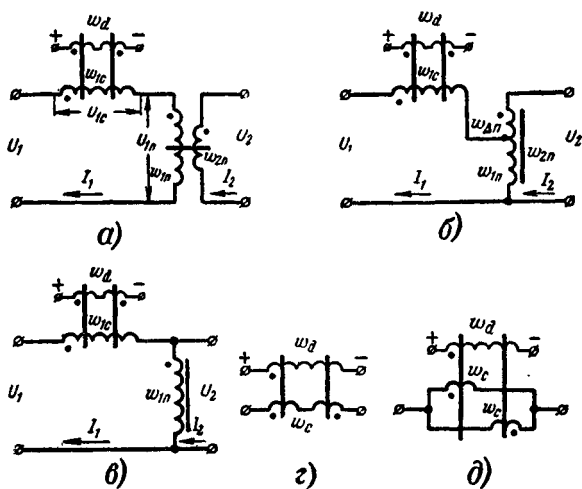


Рис. 1-1. Электрические схемы однофазных ТРПШ и АРПШ разделенной конструкции (первая группа). а — ТРПШ; б — АРПШ; в — подмагничиваемый регулятор с параллельным дросселем; г, д — варианты выполнения обмоток последовательного элемента.

Регулирующая часть ПР состоит из одного или двух подмагничиваемых элементов. В зависимости от их числа все ПР подразделяются на два типа: 1) ПР с одним элементом регулирующей части¹ — ТРПШ и АРПШ; 2) ПР с двумя элементами регулирующей части — ТРПД и АРПД².

В ТРПШ и АРПШ осуществляется либо одинарное подмагничивание — такие ПР будем называть ТРПШ-I и АРПШ-I, либо двойное — ТРПШ-II и АРПШ-II. В по-

¹ По установившейся терминологии [Л. 6, 8] этот элемент именуют шунтом, а сами регуляторы — трансформаторами и автотрансформаторами, регулируемые подмагничиванием шунтов.

² Отдельные типы ТРПД и АРПД иногда [Л. 57, 72] именуют трансформаторами и автотрансформаторами, регулируемые перераспределением напряжений.

следних, наряду с подмагничиванием регулирующей части, производят и добавочное небольшое подмагничивание главной силовой части.

Иногда ПР удобно различать также по способу подмагничивания: ПР с одинарным подмагничиванием (ПР-I) и с двойным (ПР-II). К ПР-I относятся ТРПШ-I и АРПШ-I, а к ПР-II—ТРПШ-II, АРПШ-II, ТРПД и АРПД.

В дальнейшем регулируемую часть ТРПШ и АРПШ будем называть последовательным, серийным элементом СЭ, а главную — параллельным ПЭ. Подмагничиваемые элементы регулирующей части ТРПД будем именовать последовательным элементом СЭ и последовательно-параллельным элементом — СПЭ. Строгое определение указанных элементов дано в гл. 3 при изучении структуры ПР.

Силовая часть у одних ТРПД и АРПД представляет собой либо отдельный элемент, именуемый параллельным ПЭ, либо составляет одно целое с элементами регулирующей части. У таких ПР оба элемента СЭ и СПЭ являются и регулирующей и силовой частью. Как показано в гл. 3, основным для регулирования выходного напряжения служит СЭ. Поэтому условно будем относить его к регулирующей части, а СПЭ — к силовой.

Все двухэлементные ПР по электрической схеме можно разбить на три группы, отличающиеся друг от друга регулирующей частью: в ПР первой группы регулирующей частью (последовательным элементом) является дроссель насыщения, в ПР второй группы — подмагничиваемый трансформатор, в ПР третьей группы — подмагничиваемый автотрансформатор. ПР, относящиеся к каждой из групп, применяются при определенной глубине регулирования выходного напряжения F и кратности изменения сопротивления нагрузки k_H , где

$$F = \frac{U_{1\text{макс}} \cdot U_{2\text{макс}}}{U_{1\text{мин}} \cdot U_{2\text{мин}}}; \quad (1-1)$$

$$k_H = z_{H.\text{мин}} / z_{H.\text{макс}}. \quad (1-2)$$

По конструкции все ТРП и АРП разделяются на два типа:

1) ТРП и АРП, у которых магнитопроводы и обмотки регулирующей и главной части отделены друг от друга — разделенная конструкция;

2) ТРП и АРП с объединенными магнитопроводами и обмотками — объединенная конструкция. Регулирующая и силовая части ТРП и АРП разделенной конструкции геометрически отделены друг от друга и безошибочно сразу могут быть определены. В ТРП и АРП объединенной конструкции выявить регулируемую и силовую части можно, лишь приведя их к разделенной конструкции. Для этого сначала нужно мысленно разбить каждую обмотку переменного тока, охватывающую несколько стержней магнитопровода, на ряд последовательно соединенных «отдельных» обмоток, каждая из которых должна охватывать только один стержень и иметь то же число витков и сечение провода. Затем нужно в магнитопроводе мысленно отделить друг от друга магнитные контуры, сцепленные с «отдельными» обмотками переменного тока. В результате получается разделенная конструкция, полностью соответствующая объединенной. При этом определение регулирующей и силовой части не представляет особого труда.

Подмагничиваемые регуляторы объединенной конструкции подразделяются на ПР с составным магнитопроводом и с объединенным магнитопроводом. ПР с составным магнитопроводом отличаются от ПР разделенной конструкции только тем, что в них последовательно соединенные обмотки переменного тока СЭ и ПЭ объединены в обмотку, охватывающую сердечники обоих элементов. При таком объединении несколько уменьшается расход активных материалов и рассеяние магнитного потока.

Подмагничиваемые регуляторы с объединенным магнитопроводом компактнее и для них меньше расход активных материалов, чем для ПР с составным магнитопроводом и ПР разделенной конструкции. Некоторые конструкции ПР с объединенным магнитопроводом имеют своеобразные особенности, в частности, взаимоиндуктивную связь между обмотками последовательного и параллельного элементов. Эта связь иногда полезна, например, в выпрямительных устройствах [Л. 85]. В других ПР с объединенным магнитопроводом можно, в отличие от ПР с составным магнитопроводом, создавать воздушный зазор только на пути переменного магнитного потока шунта [см. § 1-4,а]. При этом поток подмагничивания замыкается по магнитному контуру без зазора.

В этих конструкциях относительно мала обмотка подмагничивания.

В ряде ПР с объединенным магнитопроводом подмагничиваются только некоторые стержни магнитопровода, а ярма остаются ненасыщенными. У таких ПР значительно слабее паразитные магнитные поля, создаваемые в окружающем пространстве, чем у ПР с насыщенными ярмами. Все эти особенности ПР с объединенным магнитопроводом обусловили их применение, несмотря на то, что технология их изготовления несколько сложнее, чем для ПР разделенной конструкции.

Последовательные элементы имеют либо одну обмотку подмагничивания ω_d , либо несколько — обмотку управления ω_y , обратной связи $\omega_{o.c}$ и смещения ω_{cm} . По этим обмоткам протекает постоянный или выпрямленный ток; намагничивающие силы всех трех обмоток алгебраически складываются. В цепях подмагничивания не должна действовать индуктированная э. д. с. основной частоты. Для развязывания цепи от переменной э. д. с. основной частоты¹ применяются те же способы, что и в дросселях насыщения — разбивание обмотки подмагничивания на две встречно включенные половины и др. Кроме обмоток подмагничивания в ПР иногда применяется специальная короткозамкнутая компенсационная обмотка — ω_k . Эта обмотка тоже развязана от э. д. с. основной частоты; ее можно рассматривать как своеобразную обмотку подмагничивания. Подробно назначение обмотки ω_k разобрано ниже.

При дальнейших описаниях конструкций все обмотки подмагничивания, включая компенсационную, заменены на некоторых чертежах одной эквивалентной обмоткой ω_d .

1-1. ОДНОФАЗНЫЕ ТРПШ И АРПШ РАЗДЕЛЕННОЙ КОНСТРУКЦИИ

На рис. 1-1 изображены схемы простейших ТРПШ и АРПШ разделенной конструкции, относящихся по их электрической схеме к первой группе двухэлементных ПР. Главной частью служит при этом трансформатор

¹ В обмотках подмагничивания наводятся э. д. с. других частот, кратных основной, например в однофазных и в ряде трехфазных ПР э. д. с. с частотами, в четное число раз большими основной.

(рис. 1-1,а), либо автотрансформатор (рис. 1-1,б), либо дроссель (рис. 1-1,в). Регулятор со схемой рис. 1-1,в по существу, не относится к ПР. Мы его, однако, рассматриваем, так как он является частным случаем АРП.

Принцип регулирования выходного напряжения ПР по схеме рис. 1-1,а весьма простой. Напряжение на первичной обмотке трансформатора $U_{1п}$ равно геометрической разности входного напряжения U_1 и падения напряжения на дросселе насыщения U_c . Последнее можно изменять, регулируя ток в обмотке подмагничивания w_d . При этом, очевидно, изменяется напряжение $U_{1п}$, поток в трансформаторе Φ_r и, следовательно, выходное напряжение U_2 *.

В последовательном элементе ПР (рис. 1-1,а, б, в,) обмотка переменного тока w_c охватывает оба сердечника дросселя насыщения, а обмотки подмагничивания w_d — каждый сердечник в отдельности. Обмотки w_d соединены встречно.

На рис. 1-1,г, д показан другой вариант выполнения обмоток постоянного и переменного тока последовательного элемента. Оба сердечника СЭ охвачены обмоткой подмагничивания; обмотка переменного тока СЭ разделена на две части, соединенные последовательно (рис. 1-1,г) или параллельно (рис. 1-1,д). Применение того или иного способа соединения силовых обмоток обосновано в литературе [Л. 4, 41, 62, 64].

В дальнейшем приводится только вариант выполнения, при котором обмотка переменного тока охватывает оба сердечника, а обмотки w_d только каждый из них.

В ТРПШ и АРПШ первой группы не применяется добавочное подмагничивание параллельного элемента

Отметим, что возможны ПР, у которых ПЭ (трансформатор или автотрансформатор) включен на входе, а СЭ (дроссель насыщения) — последовательно с цепью нагрузки [Л. 7, 88]. Эти ПР в книге не рассматриваются. Укажем лишь, что для них, как правило, характерны больший расход активных материалов, чем для ПР с СЭ, включенным на первичной стороне, и невозможность регулирования напряжения при холостом ходе.

* При описании принципа действия ПР в этой главе для упрощения изложения считаем, что все переменные напряжения, токи и потоки изменяются по синусоидальному закону, и ведем речь об изменении действующих значений этих величин.

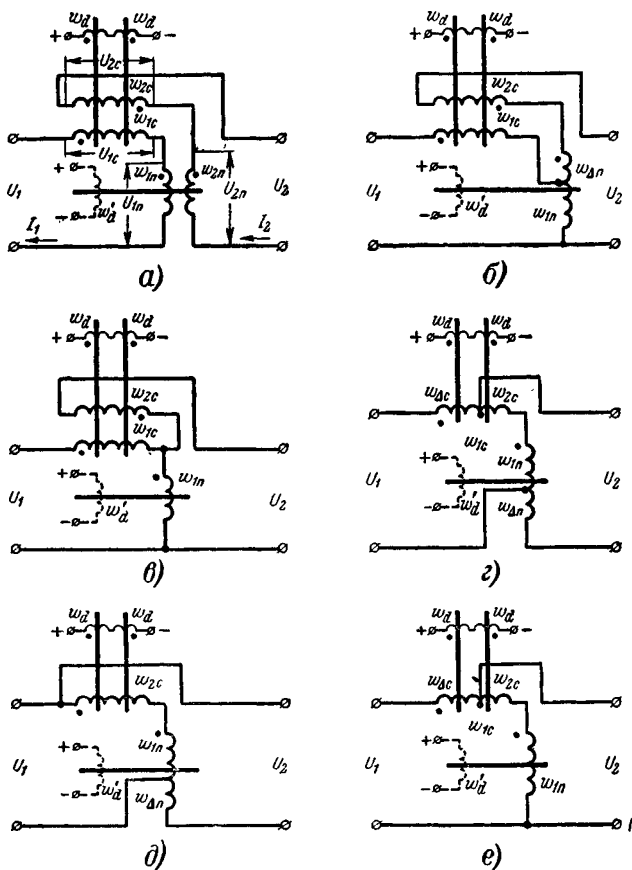


Рис. 1-2. Электрические схемы однофазных ТРПШ и АРПШ разделенной конструкции (вторая и третья группа).

a — ТРПШ второй группы; *б* — АРПШ второй группы; *в* — частный случай АРПШ второй группы; *г* — АРПШ третьей группы; *д, е* — частные случаи АРПШ третьей группы.

На рис. 1-2, *a, б, в* изображены ТРПШ и АРПШ разделенной конструкции, относящиеся ко второй группе двухэлементных ПР. Они могут быть либо с одинарным, либо с двойным подмагничиванием. Обмотки последовательного трансформатора включены согласно, и их намагничивающие силы складываются. В этом случае па-

дение напряжения на вторичной обмотке СЭ добавляется к падению напряжения на первичной обмотке СЭ.

Поясним принцип регулирования ТРПШ-I с последовательным трансформатором, рис. 1-2,а. Выходное напряжение U_2 равно геометрической разности между вторичным напряжением параллельного трансформатора $U_{2п}$ и падением напряжения на вторичной обмотке последовательного трансформатора $U_{2с}$, а входное U_1 — геометрической сумме напряжений $U'_{1с}$ и $U_{1п}$. Напряжения $U_{1п}$ и $U_{2п}$ пропорциональны потоку Φ_r , понижающему сердечник параллельного трансформатора, а напряжения $U_{1с}$ и $U_{2с}$ — переменному потоку $\Phi_{ш}$, понижающему шунт. Меняя величину потока Φ_d , подмагничивающего сердечники последовательного трансформатора, можно изменять поток $\Phi_{ш}$ и падения напряжения $U_{1с}$ и $U_{2с}$ и, следовательно, осуществлять регулирование выходного напряжения.

В ТРПШ-II с последовательным трансформатором уменьшение тока подмагничивания в обмотке w_d СЭ производят одновременно с увеличением тока подмагничивания в обмотке w'_d ПЭ, и наоборот. Соответственно изменяются постоянные потоки подмагничивания в сердечниках обоих элементов — Φ_d и Φ'_d . Благодаря этому в ТРПШ-II достигается более глубокое регулирование, чем в аналогичном ТРПШ-I.

Принцип регулирования других ПР второй группы (рис. 1-2,б, в) такой же, как ТРПШ (рис. 1-2,а).

ПР с последовательным трансформатором применяют для глубокого регулирования выходного напряжения. В частности, такой ПР позволяет осуществить регулирование основной гармоники выходного напряжения в пределах от нуля до номинального значения. Действительно, всегда можно так выбрать соотношения между числами витков обмоток $w_{1с}$ и $w_{2с}$, что основная гармоника выходного напряжения будет равна нулю.

На рис. 1-2,г, д, е показаны АРПШ третьей группы. Они выполняются либо с одинарным, либо с двойным подмагничиванием. АРПШ рис. 1-2,г состоит из двух автотрансформаторов: одного подмагничиваемого «последовательного» и одного неподмагничиваемого «параллельного». Подмагничиваемый автотрансформатор понижающий. Параллельный — либо повышающий, либо понижающий. В том случае, когда параллельный авто-

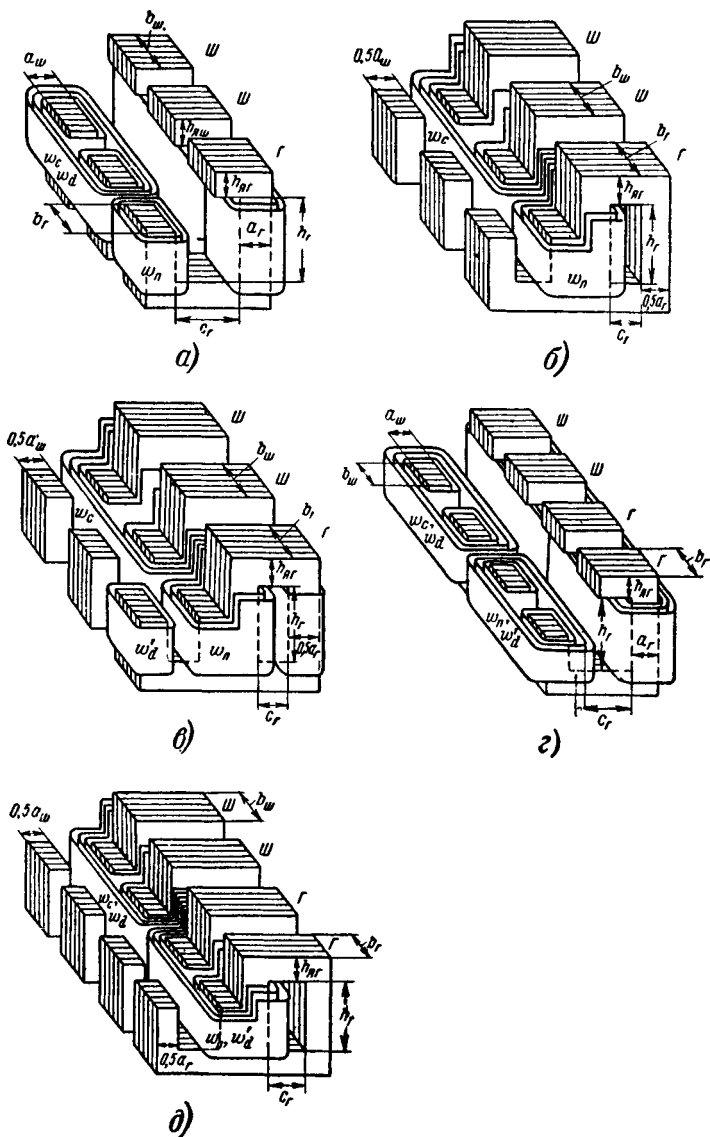


Рис. 1-3. Разделенные конструкции однофазных ТРПШ и АРПШ.
 а — стержневой ПР-I; б — броневой ПР-I; в — броневой ТРПШ-II и
 АРПШ-II; г — стержневой ПР-II; д — броневой ПР-II.

трансформатор понижающий, величина его коэффициента трансформации — отношение чисел витков $(w_{2п} + w_{\Deltaп})/w_{2п}$ — ближе к единице, чем коэффициента трансформации последовательного автотрансформатора — отношения $w_{1с}/w_{2с}$.

Рассмотрим принцип регулирования АРПШ рис. 1-2,з. Выходное напряжение равно геометрической сумме падений напряжения на обмотках $w_{2с}$, $w_{1п}$ и $w_{\Deltaп}$, а входное — геометрической сумме падений напряжения на обмотках $w_{1с}$ и $w_{1п}$. Падения напряжения на обмотках последовательного элемента пропорциональны понизывающему его сердечники переменному потоку $\Phi_{ш}$, а на обмотках параллельного элемента — потоку $\Phi_{г}$. При изменении подмагничивания сердечников СЭ постоянным потоком Φ_d изменяется поток $\Phi_{ш}$ и, следовательно, поток $\Phi_{г}$. Так как коэффициент трансформации ПЭ меньше, чем у СЭ, выходное напряжение увеличивается с ростом тока подмагничивания I_d . При уменьшении этого тока U_2 снижается. При увеличении тока подмагничивания параллельного элемента I'_d вторичное напряжение уменьшается, и наоборот.

Разновидностью повышающего АРПШ третьей группы является регулятор с коэффициентом трансформации СЭ, равным единице (рис. 1-2,д). У него по существу последовательный элемент — дроссель. Другой разновидностью ПР этой группы является регулятор с параллельным дросселем (рис. 1-2,е).

ПР третьей группы применяют тогда, когда нужна малая глубина регулирования F и сопротивление нагрузки ПР может изменяться в пределах от номинального значения до бесконечности ($k_H=0$).

Разделенные конструкции ТРПШ и АРПШ с броневыми и стержневыми сердечниками представлены на рис. 1-3. Магнитопроводы обоих элементов часто набирают, с целью унификации, из одинаковых пластин; толщины пакетов сердечников могут быть при этом разные.

1-2. ТРПШ И АРПШ РАЗДЕЛЕННОЙ КОНСТРУКЦИИ И С ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ

На рис. 1-4 приведены схемы ТРПШ и АРПШ первой группы с различными способами осуществления обратных связей. В ПР других групп обратные связи осу-

ществляются аналогично. Обратные связи могут быть осуществлены по первичному или вторичному току (рис. 1-4, а, б, в, г), по выходному напряжению (рис. 1-4, д). Они могут быть внешними, когда обмотка

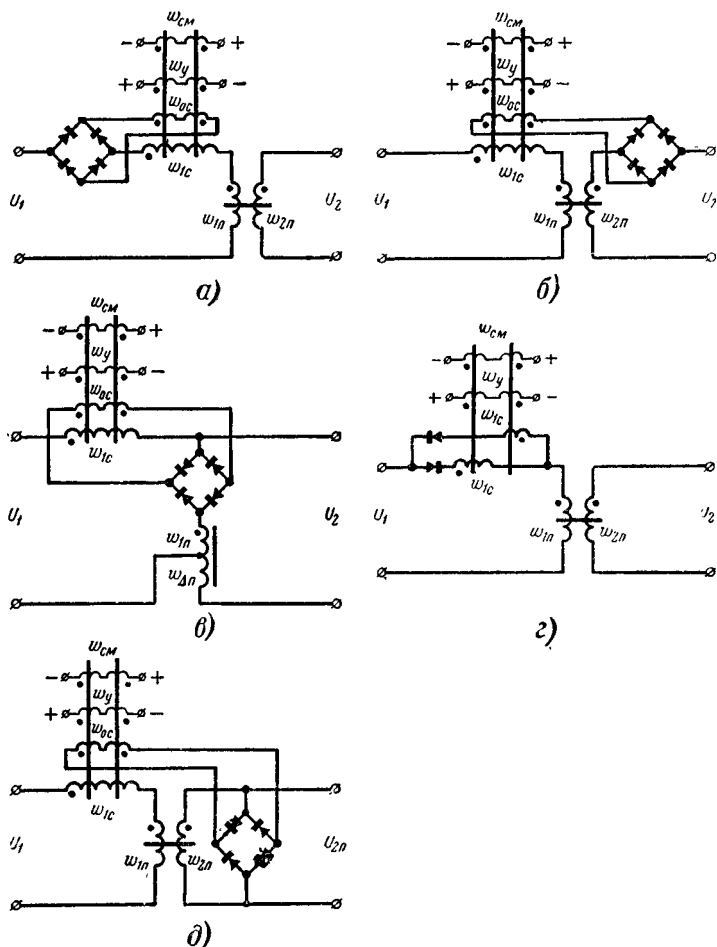


Рис. 1-4. Электрические схемы однофазных ТРПШ и АРПШ разделенной конструкции с обратными связями по току и напряжению.

а — ТРПШ с внешней о. с. по первичному току; б — ТРПШ с внешней о. с. по вторичному току; в — АРПШ с внешней о. с. по разности первичного и вторичного тока; г — ТРПШ с внутренней о. с.; д — ТРПШ с о. с. по напряжению.

$\omega_{o.c}$ отделена от обмоток переменного тока (рис. 1-4,а, б, в), или внутренними (рис. 1-4,г), когда обмотка обратной связи объединена с обмотками переменного тока последовательного элемента.

Обратные связи в ПР применяют, в основном, для уменьшения блоков управления и увеличения коэффициента усиления (§ 2-1). Как известно, между результирующей н. с. обмоток переменного тока F_c и результирующей н. с. обмоток подмагничивания F_d существует следующая теоретическая зависимость¹:

$$F_c = F_d. \quad (1-3)$$

Если разбить обмотку подмагничивания на две обмотки, в одной из которых ($\omega_{o.c}$) изменять ток пропорционально изменению тока нагрузки, а другую (ω_y) использовать для управления, то н. с., а следовательно, и мощность, необходимая для управления, уменьшится. Отношение н. с. обмотки $\omega_{o.c}$ — $F_{o.c}$ к F_c называется коэффициентом обратной связи и обозначается $K_{o.c}$. При $F_{o.c} = F_c$ величина $K_{o.c} = 1$. Как правило, все ПР с обратной связью по току выполняют с $K_{o.c}$, близким к единице.

Внешнюю обратную связь осуществляют по первичному току (рис. 1-4,а), по вторичному току (рис. 1-4,б), по разности этих токов (рис. 1-4,в). При этом считается, что первичный и вторичный токи ТРПШ и АРПШ пропорциональны друг другу. Кроме обмоток управления и обратной связи в ТРПШ с внешней обратной связью имеется обмотка смещения $\omega_{см}$. Она устанавливается для того, чтобы избежать необходимости изменения направления тока в обмотке управления (см. § 2-1). Намагничивающая сила обмотки смещения всегда направлена навстречу н. с. обмотки управления.

В ТРПШ с внутренней обратной связью (рис. 1-4,г) обмотка переменного тока последовательного элемента состоит из двух параллельно включенных частей. Последовательно с каждой из них включен клапан, и, следовательно, ток в каждой ветви протекает только в течение полупериода. Клапаны включены так, что постоянные составляющие намагничивающих сил ветвей обмоток ω_c , расположенных на одном и том же стержне, складыва-

¹ Практически это равенство соблюдается не строго. В дальнейшем введен поправочный коэффициент.

ются между собой и с н. с. обмотки управления. Переменные составляющие н. с. ветвей обмоток создают в шунте поток $\Phi_{ш}$, половины которого замыкаются так же, как и в ТРПШ без внутренней обратной связи. На каждом стержне шунта помещены обмотка управления ω_y и обмотка смещения $\omega_{см}$.

Выходное напряжение регулируется изменением тока управления, протекающего по обмотке ω_y . Результирующая н. с. обмоток ω_y и $\omega_{см}$, которая меняется при изменении тока управления, изменяет поток подмагничивания, благодаря чему изменяется выходное напряжение ТРПШ, а также его первичный и вторичный токи. Увеличение тока в обмотках ω_c приводит к росту постоянных составляющих н. с., создаваемых этими обмотками, что усиливает действие обмотки управления.

По характеру регулирования ТРПШ с внутренней обратной связью аналогичен ТРПШ с внешней обратной связью при $K_{о.с.}$, близким к единице.

На рис. 1-4,д приведена схема ТРПШ с обратной связью по выходному напряжению. Такие ТРПШ применимы при постоянном значении сопротивления активной нагрузки. В этом случае ток в обмотке обратной связи пропорционален вторичному току, т. е., по существу, ТРПШ имеет о. с. по вторичному току.

Превышение сопротивления нагрузки над номинальным в ТРПШ и АРПШ с обратной связью по напряжению недопустимо, так как приводит к самопроизвольному насыщению шунта (релейный эффект), и регулирование становится невозможным. Суммарный расход обмоточного провода для шунта регулятора с положительной обратной связью по напряжению такой же, как и для регулятора с внешней обратной связью по току. Рекомендации по выбору системы обратной связи для ПР даны в § 4-11.

1-3. ОДНОФАЗНЫЕ ТРПШ И АРПШ С СОСТАВНЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ

На рис. 1-5,а, б, в изображены стержневая, бронева и тороидальная конструкции ТРПШ-I и АРПШ-I с объединенной первичной обмоткой. Магнитопровод всех этих ПР состоит из трех сердечников—одного главного Γ и двух добавочных (магнитных шунтов) $\mathcal{Ш}$. На главном сердечнике находятся силовые обмотки—вто-

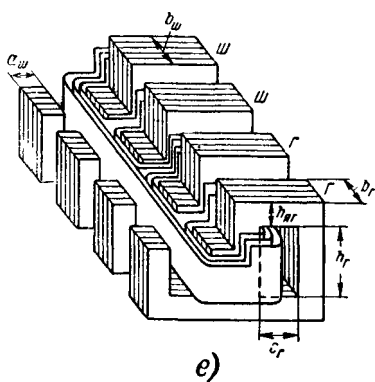
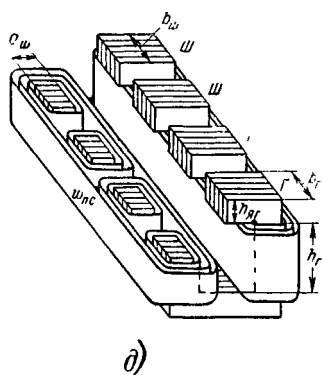
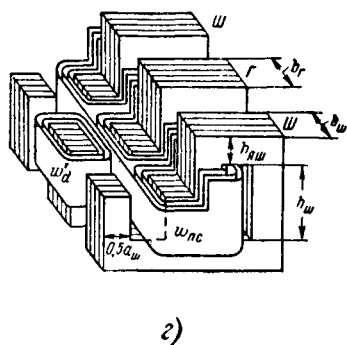
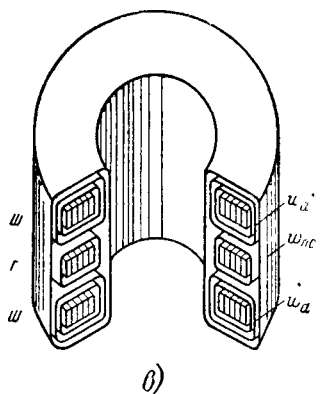
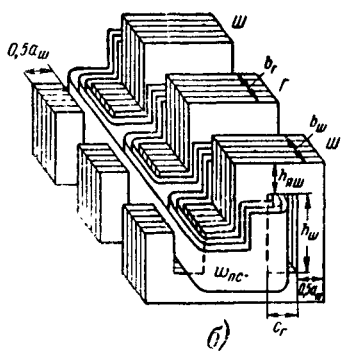
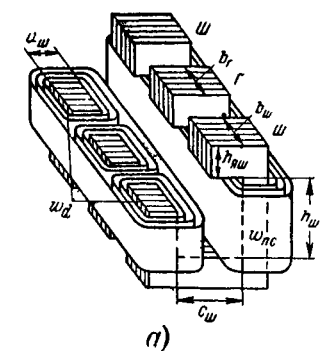


Рис. 1-5. Конструкции однофазных подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов с составным магнитопроводом.
 а — стержневой ПР-I; б — броневой ПР-I; в — торoidalный ПР-I; г — броневой ТРПШ-II и АРПШ-II; д — стержневой ПР-II; е — броневой ПР-II (вариант).

ричная и в некоторых ПР часть первичной, а на шунтах — обмотки подмагничивания. Все сердечники охвачены одной силовой обмоткой.

На рис. 1-5,2 изображена бронева конструкция ТРПШ-II и АРПШ-II, магнитопровод которой тоже состоит из трех сердечников: главного (среднего) и двух шунтов. Для подмагничивания главного сердечника служат обмотки ω'_d , расположенные на его боковых стержнях; подмагничивание шунтов осуществляют обмотки ω_d . При увеличении подмагничивания шунтов уменьшают подмагничивание главного сердечника, и наоборот. При этом происходит перераспределение потоков Φ_r и $\Phi_{ш}$ и изменение величины выходного напряжения.

На рис. 1-5,д и е изображены стержневая и бронева конструкции ТРПШ-II и АРПШ-II, магнитопроводы которых состоят из четырех сердечников — двух главных и двух добавочных.

На рис. 1-6,а изображена схема ТРПШ первой группы, содержащего первичную охватывающую обмотку $\omega_{п.с}$ и вторичную обмотку $\omega_{2п}$, расположенную на главном сердечнике. Регулирование выходного напряжения ТРПШ со схемой, приведенной на рис. 1-6,а, происходит при подмагничивании шунтов, когда изменяется соотношение между потоками Φ_r и $\Phi_{ш}$. На рис. 1-6,б изображена схема понижающего АРПШ первой группы. Принцип его действия аналогичен таковому для ТРПШ (рис. 1-6,а).

На рис. 1-6,в и г изображены схемы ТРПШ второй группы с охватывающей обмоткой $\omega_{п.с}$ соответственно на первичной или на вторичной стороне. Пунктиром на этих рисунках показаны обмотки добавочного подмагничивания главного сердечника ω'_d , которые в ряде случаев не применяются. На рис. 1-6,д и е изображены две схемы повышающих АРПШ второй группы. Различие между ними в том, что добавочная обмотка ω' расположена у первого на главном сердечнике, а у второго — на шунтах. Выбор той или иной схемы производится при расчете (§ 4-14). На рис. 1-6,ж изображена схема понижающего АРПШ второй группы, а на рис. 1-6,з, и, к — схемы понижающего и повышающего АРПШ третьей группы. Принцип действия всех этих АРПШ аналогичен таковому для соответствующих АРПШ разделенной конструкции.

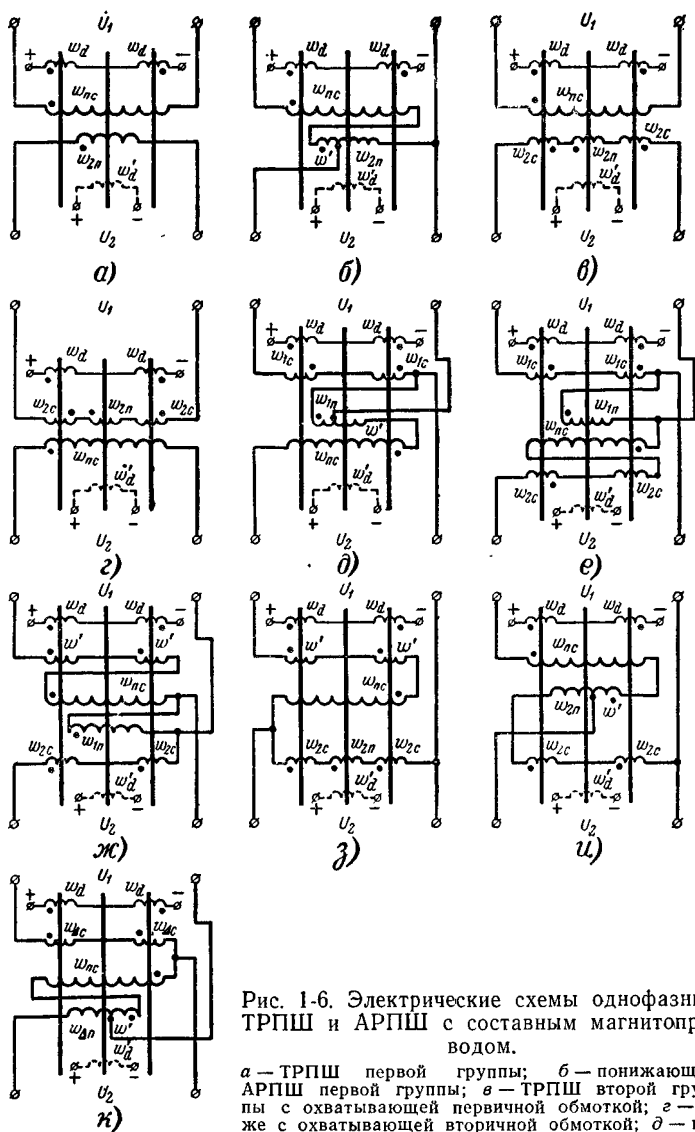


Рис. 1-6. Электрические схемы однофазных ТРПШ и АРПШ с составным магнитопроводом.

a — ТРПШ первой группы; *б* — понижающий АРПШ первой группы; *в* — ТРПШ второй группы с охватывающей первичной обмоткой; *г* — то же с охватывающей вторичной обмоткой; *д* — повышающий АРПШ второй группы с добавочной обмоткой на главном сердечнике; *е* — то же с добавочными обмотками на шунтах; *ж* — понижающий АРПШ второй группы; *з* — понижающий АРПШ третьей группы с добавочными обмотками на шунтах; *и* — то же с добавочной обмоткой на главном сердечнике; *к* — повышающий АРПШ третьей группы.

1-4. ОДНОФАЗНЫЕ ТРПШ И АРПШ С ОБЪЕДИНЕННЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ

Известны два типа конструкции объединенного магнитопровода: 1) сочлененная и 2) связанная. В магнитопроводах сочлененной конструкции участки магнитных контуров последовательного элемента ПР органически входят в главный контур. В таких магнитопроводах нельзя мысленно отделить добавочный сердечник от главного. Для связанной конструкции магнитопровода характерно механическое присоединение магнитных контуров последовательного элемента к различным участкам главного сердечника (к его стержням или ярмам). Вопросы образования обоих типов магнитопровода подробно рассмотрены в работе исследовательской лаборатории Горьковского политехнического института, посвященной синтезу подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов [Л. 7].

Ниже описываются наилучшие по расходу активных материалов типы однофазных ТРПШ и АРПШ с объединенным магнитопроводом.

а) Однофазные ТРПШ и АРПШ с плоскопараллельным четырехстержневым сочлененным магнитопроводом. Магнитопровод ТРПШ (рис. 1-7, а и б) состоит из четырех стержней, два из них (боковые) — главные, а два средних — шунты. На главных стержнях помещены первичная и вторичная обмотки — $\omega_{1п}$ и $\omega_{2п}$. Стержни шунта охватываются добавочными первичными и вторичными обмотками $\omega_{1с}$ и $\omega_{2с}$.

На каждом стержне шунта расположена обмотка подмагничивания ω_d . Обмотки $\omega_{1п}$, находящиеся на разных стержнях, соединены последовательно. Создаваемый ими переменный магнитный поток Φ_r замыкается по главным стержням и ярмам. Обмотки $\omega_{2п}$ также соединены последовательно. Обмотка $\omega_{2с}$ соединена встречно с обмоткой $\omega_{2п}$, а обмотка $\omega_{1с}$ — согласно с обмоткой $\omega_{1п}$.

Нетрудно заметить, что рассматриваемый ТРПШ по своей электрической схеме относится ко второй группе ПР. Во многих ТРПШ с четырехстержневым сочлененным магнитопроводом $\omega_{2с}=0$. Такие ТРПШ относятся к первой группе.

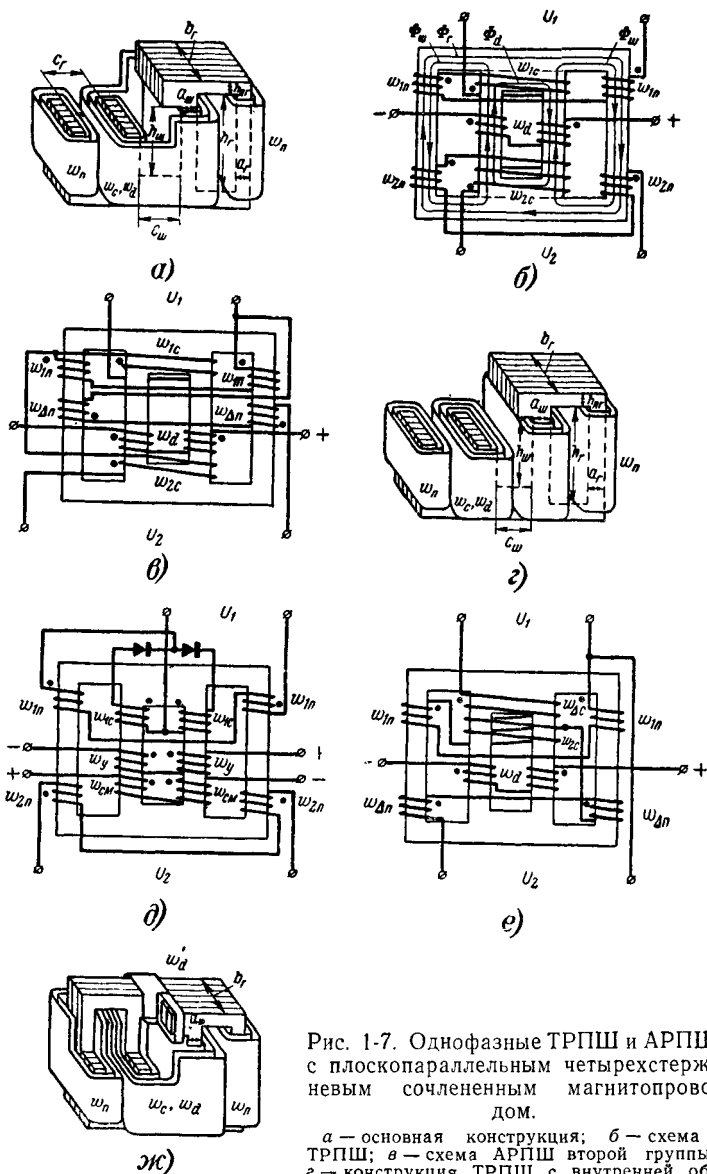


Рис. 1-7. Однофазные ТРПШ и АРПШ с плоскопараллельным четырехстержневым сочлененным магнитопроводом.

а — основная конструкция; б — схема ТРПШ; в — схема АРПШ второй группы; г — конструкция ТРПШ с внутренней обратной связью; д — схема ТРПШ с внутренней обратной связью; е — схема АРПШ третьей группы; ж — конструкция ТРПШ-II и АРПШ-II.

Переменный поток $\Phi_{\text{ш}}$, создаваемый намагничивающими силами обмоток w_{1c} и w_{2c} , состоит из двух одинаковых частей. Каждая из них замыкается по одному из стержней шунта, по смежному главному стержню и замыкающим участкам ярма. Обмотки w_d соединены последовательно так, что создаваемый ими постоянный поток Φ_d замыкается по обоим стержням шунта и участкам ярма, заключенным между ними. В одном из главных стержней потоки Φ_r и $\Phi_{\text{ш}}$ геометрически складываются, а в другом вычитаются. Электродвижущие силы, наводимые в обмотках $w_{1п}$ и $w_{2п}$, находящихся на одном стержне, пропорциональны геометрической разности этих потоков, а э. д. с., наводимые в обмотках, находящихся на другом стержне, пропорциональны их сумме. Результирующие э. д. с. обеих обмоток $w_{1п}$, или соответственно $w_{2п}$, пропорциональны главному потоку Φ_r и их числам витков. Электродвижущие силы, наводимые в обмотках w_{1c} и w_{2c} , пропорциональны потоку $\Phi_{\text{ш}}$.

Геометрическая сумма э. д. с., наводимых в обмотках $w_{1п}$ и w_{1c} , приблизительно равна первичному напряжению. Геометрическая разность э. д. с., наводимых в обмотках $w_{2п}$ и w_{2c} , приблизительно равна выходному напряжению U_2 . С изменением тока подмагничивания постоянный поток Φ_d изменяет насыщение стержней шунта и тем самым изменяет их магнитное сопротивление. Это приводит к изменению потока $\Phi_{\text{ш}}$, а следовательно, и потока Φ_r . Электродвижущие силы, наводимые в обмотках $w_{2п}$ и w_{2c} , изменяются по величине, и в результате изменяется и выходное напряжение. Уменьшение мощности управления в ТРПШ с таким магнитопроводом достигается применением внутренней обратной связи (рис. 1-7,з, д). Подробнее о внутренней обратной связи см § 1-2 и 4-11.

Плоскопараллельный четырехстержневой магнитопровод с сочлененным шунтом может применяться также и для АРПШ первой и второй группы. Части его первичной и вторичной цепей — обмотки $w_{1п}$ и $w_{2п}$ (рис. 1-7,в) соединены по автотрансформаторной схеме. Способ включения обмоток w_{1c} , w_{2c} и w_d такой же, как у описанных выше ТРПШ рис. 1-7,б. Аналогичен и принцип действия этих двух регуляторов.

На рис. 1-7,е изображена схема АРПШ третьей группы. Его главные обмотки $\omega_{1п}$ и $\omega_{4п}$ соединены так же, как в АРПШ, изображенном на рис. 1-2,г. Начало добавочной обмотки $\omega_{4с}$ подключено к входному зажиму АРПШ, а ее конец — к выходному зажиму. К последнему приключено начало обмотки $\omega_{2с}$, а ее конец присоединен к началу обмотки $\omega_{1п}$.

По существу, этот АРПШ представляет собой два последовательно соединенных автотрансформатора с общим магнитопроводом. Автотрансформатор с обмотками на главных стержнях делается повышающим или понижающим, а другой, с обмотками на шунте — только понижающим.

Геометрическая сумма э. д. с., индуцируемых в обмотках $\omega_{1п}$ и $\omega_{1с}$, приблизительно равна входному напряжению данного АРПШ, а его выходное напряжение — геометрической сумме э. д. с., индуцируемых в обмотках $\omega_{2п}$ и $\omega_{2с}$. При полном подмагничивании шунта э. д. с. в обмотках $\omega_{1с}$ и $\omega_{2с}$ почти равны нулю и соотношение между входным и выходным напряжениями определяется отношением чисел витков обмоток $\omega_{1п}$ и $\omega_{2п}$. Изменяя ток подмагничивания, можно регулировать выходное напряжение. С увеличением тока подмагничивания напряжение возрастает.

АРПШ со схемой соединения, показанной на рис. 1-7,е, целесообразно применять в качестве исполнительного органа стабилизатора, работающего при небольших значениях F и $k_n=0$. В ТРПШ и АРПШ с четырехстержневым сочлененным магнитопроводом и предназначенных для питания мало меняющейся нагрузки при небольшой глубине регулирования выходного напряжения рекомендуется делать воздушный зазор. Зазор целесообразно выполнить в местах, отмеченных на рис. 1-7,а пунктирными линиями.

На рис. 1-7,ж изображена конструкция ТРПШ-II и АРПШ-II с плоским сочлененным четырехстержневым магнитопроводом. Она отличается от приведенной на рис. 1-7,а лишь обмотками ω'_a , расположенными на участке ярма между двумя стержнями шунта. Подмагничивание этого участка приводит к изменению величины потока Φ_r и, следовательно, к добавочному регулированию выходного напряжения.

б) Однофазные ТРПШ и АРПШ с двухплоскостным четырехстержневым сочлененным магнитопроводом. Боковые стержни магнитопровода данного ПР (рис. 18, а, б) — главные, а средние, расположенные параллельно один за другим, — шунты. На главных стержнях находятся первичные и вторичные обмотки $w_{1п}$ и $w_{2п}$, а на шунтах — добавочные обмотки $w_{1с}$ и $w_{2с}$ и обмотки подмагничивания w_d .

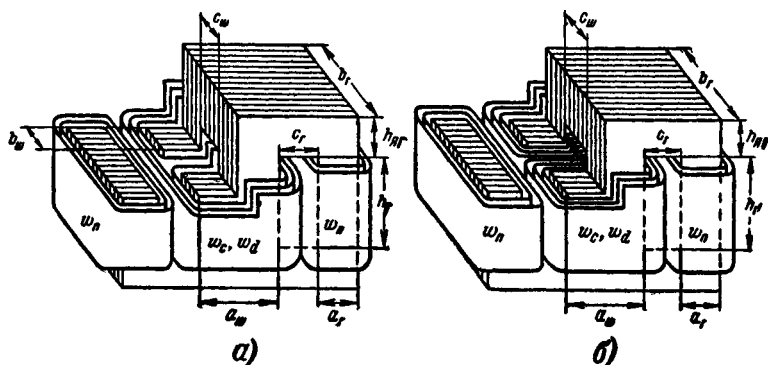


Рис. 1-8. Конструкции однофазных ТРПШ и АРПШ с сочлененным четырехстержневым двухплоскостным магнитопроводом.

а — основная конструкция; б — конструкция ТРПШ и АРПШ с внутренней обратной связью.

По существу, эти ПР отличаются от ТРПШ и АРПШ, показанных на рис. 1-7, только расположением стержней шунта. Аналогичны как принцип их действия, так и схемы соединения обмоток; очень близки по величине и параметры.

При проектировании выбор целесообразной конструкции ТРПШ и АРПШ с четырехстержневым магнитопроводом определяется технологическими соображениями.

в) Однофазные ТРПШ и АРПШ с витым двухплоскостным сочлененным магнитопроводом. Магнитопровод регулятора с витым двухплоскостным сочлененным магнитопроводом (рис. 1-9) имеет две пары стержней, расположенных друг за другом. На главных стержнях расположены первичные и вторичные обмотки $w_{1п}$ и $w_{2п}$. На другой паре помещены добавочные обмотки $w_{1с}$ и $w_{2с}$, а также и обмотка подмагничивания w_d .

Одноименные обмотки, расположенные на двух главных стержнях, соединены последовательно. Создаваемый ими главный магнитный поток Φ_{Γ} замыкается по главным стержням и ярмам. Поток шунта $\Phi_{\text{Ш}}$ разделяется на две половины, каждая из которых замыкается по одному из стержней шунта, по яруму и по смежному главному стержню. Обмотки подмагничивания соединены последовательно так, что создаваемый ими поток замыкается по стержням шунта и ярмам.

Трансформаторы и автотрансформаторы с двухплоскостным магнитопроводом (рис. 1-9) отличаются от ПР с плоскопараллельным четырехстержневым магнитопроводом лишь тем, что у них стержни шунта вынесены из плоскости главных стержней и расположены в других параллельных плоскостях. Такое видоизменение конструкции позволяет применять витой разрезной сердечник. Принципы действия ПР с двухплоскостным магнитопроводом и плоскопараллельным четырехстержневым аналогичны. Близки друг к другу и параметры этих регуляторов.

В трансформаторах и автотрансформаторах с двухплоскостным магнитопроводом также осуществляется внутренняя обратная связь (рис. 1-9,б).

Сердечники ПР с витым двухплоскостным сочлененным магнитопроводом могут быть изготовлены тем же способом, что и обычные витые разрезные сердечники—гибкой заранее наштампованных пластин в два сопрягаемых С-образных полусердечника либо навивкой и последующим разрезанием на две половины. В первом случае пластины штампуют в виде буквы Н; так поступают для того, чтобы после гибки сразу получить окно должной формы. При втором способе, после разрезания пакета на две половины, в каждой половине выфрезеровывают окно.

г) Подмагничиваемый трансформатор с сочлененным разъемным магнитопроводом. Магнитопровод однофазного¹ ТРПШ-I состоит из двух частей—главного сердечника стержневого типа Γ и шунта Ш тоже стержневого типа (рис. 1-10,а). Шунт вставлен в окно главного сердечника перпендикулярно

¹ В СССР изготавливаются и трехфазные ТРПШ-I, имеющие принципиально аналогичную конструкцию.

его плоскости. Он делит окно на две половины. В верхней расположены первичные обмотки, а в нижней — вторичные. На стержнях шунта расположены обмотки подмагничивания. Между шунтом и главным сердечником есть воздушный зазор. Он ограничивает при холостом ходе величину потока Φ_r и позволяет уменьшить величину расчетной намагничивающей силы обмотки подмагничивания. При подключении ТРПШ к сети поток Φ_r ,

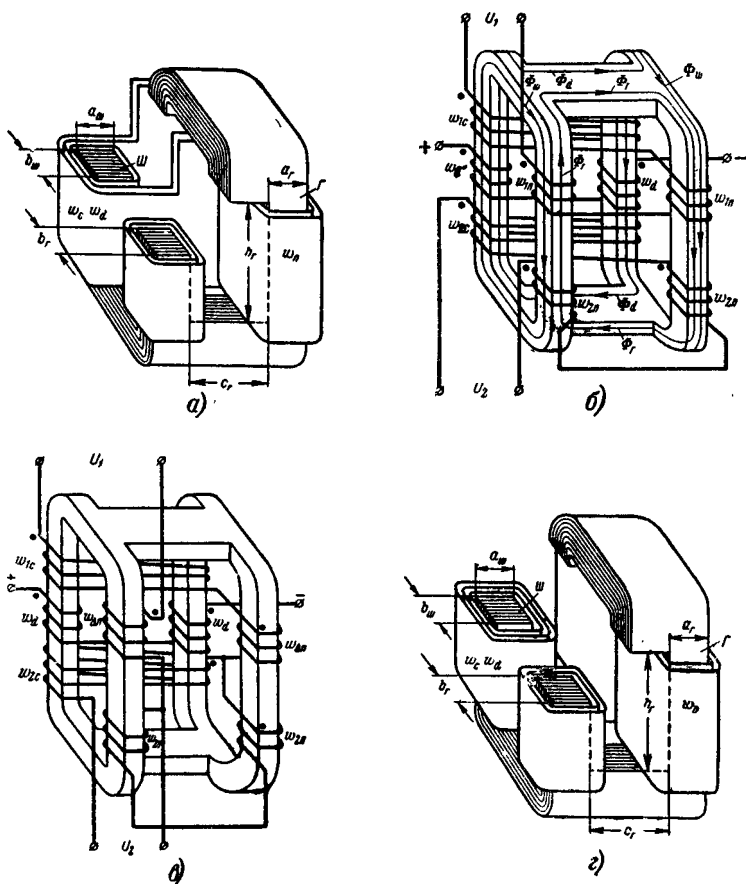


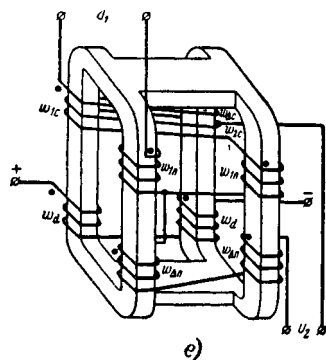
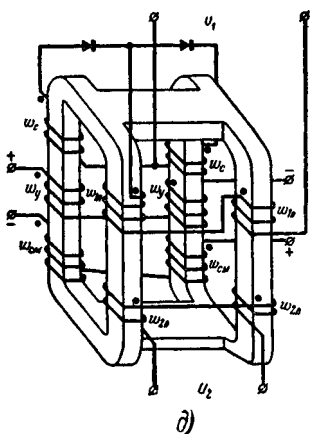
Рис. 1-9. Однофазные ТРПШ и АРПШ с витым сочленен
 а — основная конструкция; б — схема ТРПШ; в — схема АРПШ второй груп
 АРПШ с внутренней обратной связью; д — схема ТРПШ с внутренней обрат
 третьей

создаваемый н. с. обмотки $w_{1п}$, разделяется на два потока—поток шунта $\Phi_{ш}$ и силовой поток Φ_r , сцепленный со вторичной обмоткой. При холостом ходе поток $\Phi_{ш}$ мал. При нагрузке он резко увеличивается, и вторичное напряжение снижается. Изменяя подмагничивание шунта, можно регулировать величину выходного тока трансформатора.

Описываемый трансформатор целесообразен в тех случаях, когда напряжение при холостом ходе должно превышать напряжение при нагрузке в четыре-пять

раз. Такие подмагничиваемые трансформаторы применяют, например, в качестве сварочных.

д) О д н о ф а з н ы е ТРПШ с несимметричным сочлененным магнитопроводом. На рис. 1-10,б изображена конструкция, а на рис. 1-10,в — схема однофазного ТРПШ. Магнитопровод «сочлененный» — добавочный сердечник (шунт) не отделен от основного. Магнитопровод с четырьмя стержнями, два относятся к главному сердечнику Γ и два — к шунту Π . На одном из стержней главного сердечника расположена первичная обмотка $w_{1п}$ и вторичная $w_{2п}$, а на каждом стержне шунта — обмотка $w_{2с}$ и обмотки подмагничивания w_y и $w_{см}$. Обмотки $w_{2с}$ включены в плечи силового выпрямительного моста, подключенного к обмотке $w_{2п}$. Таким образом осуществлена внутренняя обратная связь. Переменный поток, созда-



ным магнитопроводом.

пы; б — конструкция ТРПШ и ной связью; в — схема АРПШ группы.

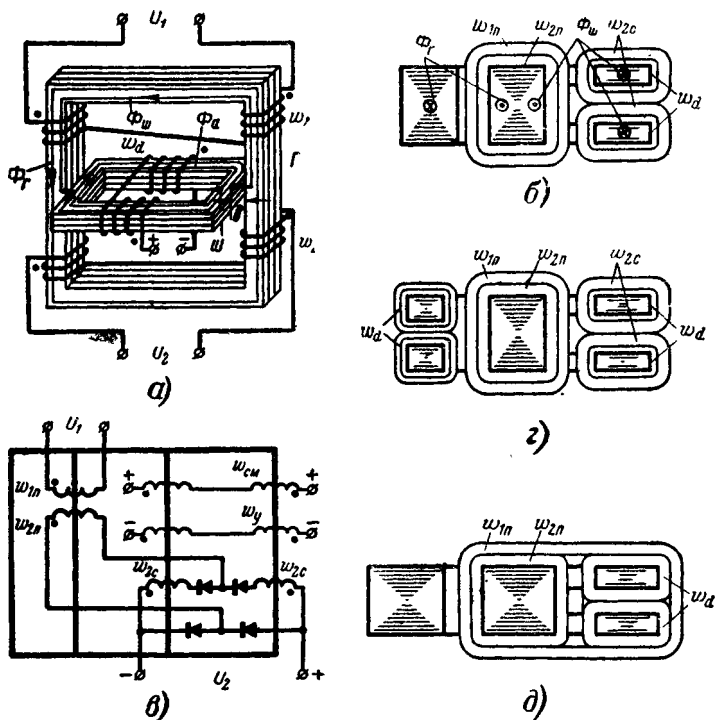


Рис. 1-10. Однофазные ТРПШ с сочлененным разъемным (а) и несимметричным (б, в, г, д) магнитопроводами.

ваемый обмоткой $w_{1п}$, разделяется при холостом ходе на два: главный Φ_r , замыкающийся по стержням главного сердечника и соответствующим участкам ярем, и добавочный Φ_r , замыкающийся по шунту, соответствующему стержню главного сердечника и смежным участкам ярем. При нагрузке поток $\Phi_{ш}$ создается двумя намагничивающими силами — обмотки $w_{1п}$ и обмотки $w_{2с}$. Он больше, чем при холостом ходе. Поток $\Phi_{ш}$ наводит в обмотках $w_{2с}$ э. д. с., направленную навстречу э. д. с., наводимой в обмотке $w_{2п}$. Регулирование выходного напряжения осуществляется изменением подмагничивания стержней шунта. При увеличении подмагничивания уменьшается поток $\Phi_{ш}$ и возрастает выходное напряжение.

На рис. 1-10,г изображена конструкция ТРПШ-II с несимметричным сочлененным магнитопроводом. Последний отличается от описанного ранее лишь тем, что крайний стержень главного сердечника расщеплен на две половины, на каждой из которых помещена обмотка подмагничивания w'_a . Увеличивая ток в этой обмотке, уменьшаем поток Φ_r и увеличиваем поток $\Phi_{ш}$. Выходное напряжение теоретически можно уменьшить до нуля. Изображенные на рис. 1-10,б, в и г ТРПШ с несимметричным сочлененным магнитопроводом специально предназначены для питания выпрямительной нагрузки, так как они позволяют выгодно использовать вентили силового выпрямительного моста установки одновременно и для осуществления в ПР¹ внутренней обратной связи на его вторичной стороне. Применение подмагничиваемых трансформаторов этой специальной конструкции целесообразно в двух случаях: 1) при питании выпрямительной нагрузки, изменяющейся в широких пределах — от холостого хода до номинальной, 2) при необходимости глубокого (до нуля) регулирования выпрямленного выходного напряжения.

На рис. 1-10,д изображен вариант конструкции ТРПШ с несимметричным сочлененным магнитопроводом. В этом ТРПШ вторичная обмотка охватывает главный сердечник Γ и магнитные шунты III . Такая конструкция целесообразна для низковольтных многоамперных трансформаторов, вторичная обмотка которых должна иметь всего один виток [Л. 6]. Регулирование выходного напряжения осуществляется в данном ПР так же, как у ТРПШ рис. 1-10,б.

е) Однофазные ТРПШ и АРПШ со связанным четырехстержневым магнитопроводом. В данной конструкции ПР средние стержни магнитопроводов являются главными (рис. 1-11), а боковые — добавочными. Поперечное сечение главных стержней больше сечения добавочных.

Варианты схемы соединения ТРПШ со связанным магнитопроводом и распределение потоков показаны на рис. 1-11,б, в, а АРПШ — на рис. 1-11,д, е. Подмагничивая шунты, можно изменять соотношение между $\Phi_{ш}$

¹ Подобное использование уже известно в выпрямительных установках с дросселями насыщения [Л. 88].

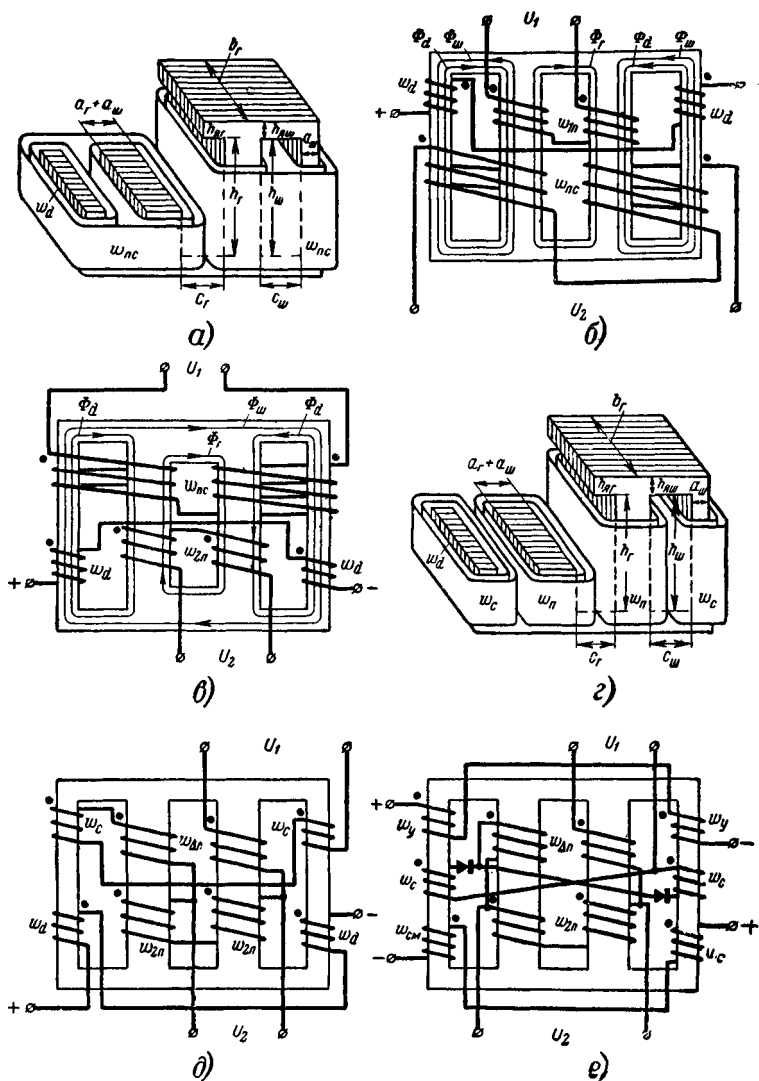


Рис. 1-11. Однофазные ТРПШ и АРПШ со связанным четырехстержневым магнитопроводом.

a — основная конструкция; *б* — схема ТРПШ с охватывающей вторичной обмоткой; *в* — схема ТРПШ с охватывающей первичной обмоткой; *г* — конструкция ТРПШ и АРПШ с разделенными обмотками; *д* — схема АРПШ; *е* — схема АРПШ с внутренней о. с.

и Φ_r и тем самым величину выходного напряжения. При увеличении тока подмагничивания вторичное напряжение повышается, а при уменьшении — понижается.

Отметим, что ТРПШ данной конструкции с охватывающей вторичной обмоткой (рис. 1-11,б) несколько легче, чем ТРПШ с охватывающей первичной обмоткой (рис. 1-11,в). Последний следует делать лишь в том случае, если первичная обмотка высоковольтная.

Наиболее целесообразны ТРПШ и АРПШ, изображенные на рис. 1-11, в качестве исполнительных органов стабилизаторов напряжения, работающих при мало меняющейся нагрузке и малых колебаниях величины входного напряжения.

1-5. ОДНОФАЗНЫЕ ТРПД И АРПД

ТРПД, предназначенный для неглубокого регулирования выходного напряжения, состоит из обычного силового трансформатора (параллельного элемента ПЭ) и двух подмагничиваемых дросселей (последовательного и последовательно-параллельного элементов СЭ и СПЭ) (рис. 1-12,а). СПЭ подключен к одному из выводов первичной обмотки трансформатора, а СЭ — к отпайке от первичной обмотки. Подмагничивая сердечники дросселей, можно изменять напряжение на первичной обмотке трансформатора и, следовательно, на вторичной. Заметим, что дроссели СЭ и СПЭ могут быть включены и на вторичной стороне.

ТРПД используется обычно в тех случаях, когда необходима хорошая форма кривой выходного напряжения. Коэффициент мощности при $F < 1,5$ у ТРПД несколько выше, чем у ТРПШ с рассмотренными выше схемами. К недостаткам ТРПД относится сложность конструкции и больший вес, чем у ТРПШ. Различие в весе активных материалов возрастает с увеличением глубины регулирования.

Для расширения регулировочных возможностей ТРПД их используют в ряде случаев с дополнительным контактным переключателем. На рис. 1-12,б изображена схема устройства со ступенчатым регулированием напряжения в широких пределах и с плавным изменением напряжения в пределах каждой ступени.

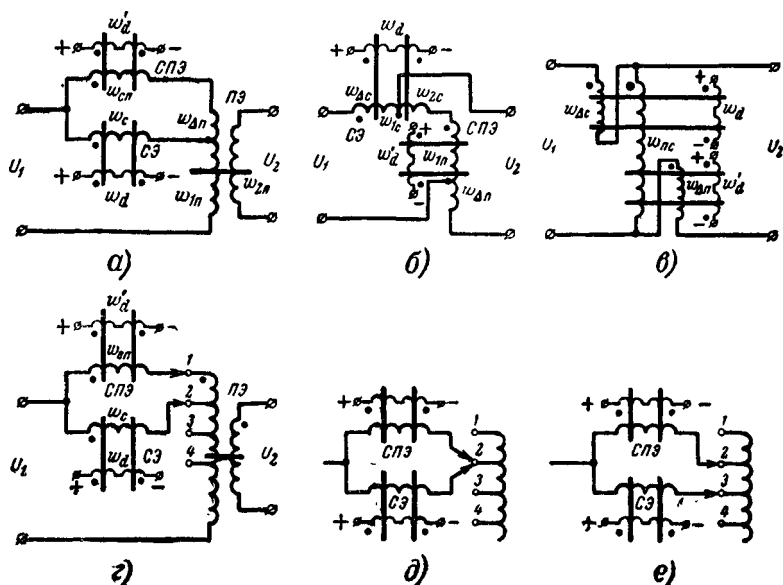


Рис. 1-12. Однофазные ТРПД и АРПД.

а — схема трехэлементного ТРПД; *б* — схема двухэлементного АРПД разделенной конструкции; *в* — то же объединенной конструкции; *г* — схема трехэлементного ТРПД с плавноступенчатым регулированием; *д*, *е* — схемы, иллюстрирующие последовательность переключения контактов в ТРПД с плавноступенчатым регулированием.

К первичной обмотке трансформатора, выполненной с отпайками, подключены два одинаковых дросселя насыщения СЭ и СПЭ. Регулирование напряжения в пределах ступени производится аналогично регулированию в схеме рис. 1-12, *а*. С целью уменьшения габаритов обоих подмагничиваемых дросселей в таких устройствах часто используют режим бестокового переключения контактов, подробно рассмотренный в [Л. 47]. На рис. 1-12, *г*, *д*, *е* показана последовательность переключения контактов в таком ТРПД при переходе с одной ступени (1—2) на другую (2—3).

На рис. 1-12, *б* изображена схема АРПД, предназначенного для неглубокого регулирования выходного напряжения. Этот АРПД состоит из двух последовательно соединенных подмагничиваемых автотрансформаторов с различными коэффициентами трансформации — по-

следовательного (СЭ) и последовательно-параллельного (СПЭ). В последовательном автотрансформаторе отношение ω_{2c}/ω_{1c} должно быть меньше, чем отношение $\omega_{2п}/\omega_{1п}$ у последовательно-параллельного автотрансформатора. Увеличивая подмагничивание одного автотрансформатора и одновременно уменьшая подмагничивание другого, можно получить плавное регулирование выходного напряжения. При полном подмагничивании параллельно-последовательного элемента и минимальном подмагничивании последовательного элемента выходное напряжение минимально, а при полном подмагничивании СЭ и минимальном подмагничивании СПЭ — максимально. АРПД (рис. 1-12,б) имеет такие же преимущества и недостатки по сравнению с АРПШ (рис. 1-2,з), как и ТРПД (рис. 1-12,а) по сравнению с ТРПШ.

Отметим, что в АРПД (рис. 1-12,б) трудно осуществить обратную связь по току, и поэтому блок управления стабилизатора с АРПД обычно тяжелее, чем у стабилизатора с АРПШ. Конструкции разделенных АРПД стержневого броневого типа приведены на рис. 1-3,з, д.

На рис. 1-12,в изображена схема повышающего АРПД с охватывающей первичной обмоткой. Такой АРПД целесообразно применять в тех случаях, когда выходное напряжение U_2 необходимо регулировать в пределах $U_1 \pm \delta U$ либо нужно его поддерживать неизменным и равным $U_{1н}$ при изменении первичного напряжения в пределах $U_{1н} \pm \delta U$.

Конструкции такого АРПД изображены на рис. 1-5,д и е. Магнитопровод состоит из четырех одинаковых сердечников броневого или стержневого типа. На каждом шунте помещена обмотка подмагничивания w_d , а на каждом главном сердечнике — обмотка подмагничивания w'_d . Пара сердечников $Ш$ охвачена обмоткой w_{1c} , а пара сердечников $Г$ — обмоткой $w_{2п}$. Все четыре сердечника охвачены обмоткой $w_{п.с.}$ Поясним, как осуществляется в этом ПР регулирование выходного напряжения. При полном подмагничивании сердечников $Ш$ переменный ток в них очень мал, и переменный поток Φ_r в сердечниках $Г$ практически пропорционален U_1 . По существу АРПД представляет собой в этом режиме обычный повышающий автотрансформатор с увеличен-

ным рассеянием. При полном подмагничивании сердечников Γ переменный поток Φ_{Γ} из них вытесняется и АРПД становится понижающим автотрансформатором.

Ниже рассмотрено применение двух несколько видоизмененных схем ТРПД для выполнения конкретных задач.

На рис. 1-13 изображена схема однофазного ТРПД с мостовым соединением обмоток и предназначенного

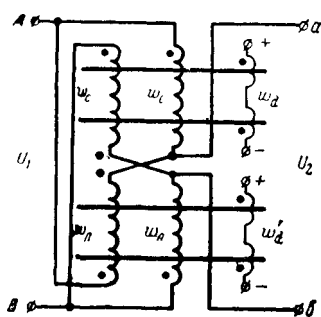


Рис. 1-13. ТРПД с мостовым соединением обмоток переменного тока.

для реверсирования фазы выходного напряжения. Он состоит из двух одинаковых элементов, каждый из которых выполнен на двух броневого или стержневых сердечниках (см. 1-3, г и д). На каждом сердечнике намотана обмотка подмагничивания w_d или w'_d . Сердечники каждого элемента охватываются двумя одинаковыми обмотками переменного тока w_n и w_c . Последние включены в плечи моста, входная диагональ которого (зажимы A и B) подключена к пита-

ющей сети, а выходная (зажимы a и b) — к нагрузке. Реверсирование фазы выходного напряжения осуществляется следующим образом. При полном подмагничивании СЭ (ПЭ не насыщен) потенциалы A и a и B и b соответственно отличаются друг от друга лишь на небольшую величину, определяемую остаточной индуктивностью обмотки СЭ. При полном подмагничивании ПЭ (СЭ не подмагничен) фаза выходного напряжения противоположная: потенциал точки a близок к потенциалу B , а потенциал точки b — потенциалу A .

Подобное устройство применяется, например, для реверсирования порядка чередования фаз трехфазного тока. Для этого мостовой ТРПД подключают к двум фазам питающей сети. В третью фазу включают относительно небольшой добавочный дроссель, индуктивность которого равна остаточной индуктивности обмоток w_n или w_c , имеющей место при максимальном подмагничивании соответствующих сердечников. Добавочный дрос-

сель необходим для получения на выходе симметричной трехфазной системы напряжений.

На рис. 1-14,а изображена конструкция, а на рис. 1-14,б — схема выпрямительно-реверсирующей уста-

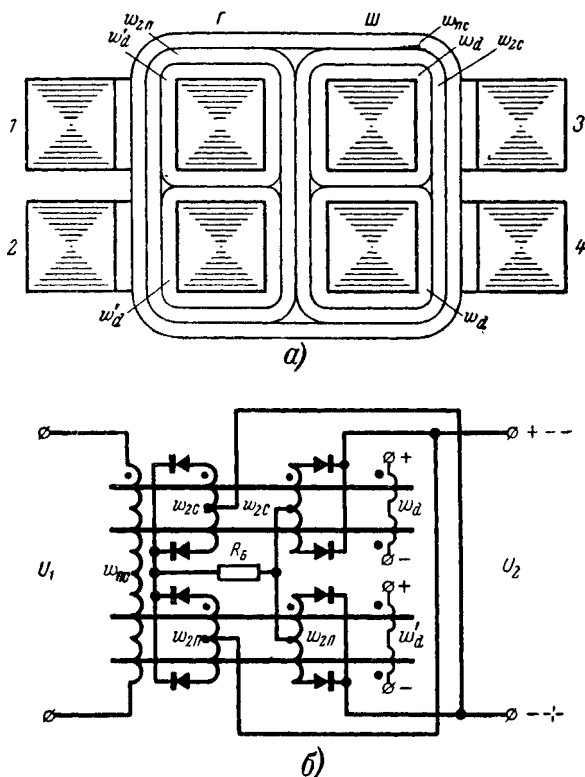


Рис. 1-14. Выпрямительно-реверсирующая установка с ТРПД.

а — конструкция; б — схема.

новки с ТРПД (рис. 1-2,а). Магнитопровод ТРПД состоит из четырех одинаковых П-образных сердечников (1—4). На внутренних стержнях этих сердечников помещены одинаковые обмотки подмагничивания w_d и w'_d . Пары внутренних стержней сердечников 1 и 2, и соответственно 3 и 4, образующие части Γ и Ш , охватываются четырьмя одинаковыми вторичными обмотками

ω_{2c} и $\omega_{2п}$. Эти обмотки соединены последовательно с вентилями. Обмотки ω_{2c} и $\omega_{2п}$, относящиеся к каждой части вместе с соответствующим вентилем, включены попарно параллельно. Все четыре пары вторичных обмоток соединены в мост, к одной диагонали которого подключена нагрузка, а к другой — балластное сопротивление, равное по величине сопротивлению нагрузки. Все четыре внутренних стержня охвачены первичной обмоткой $\omega_{п.с.}$.

Реверсирование выходного напряжения происходит следующим образом: при полном подмагничивании части III в обмотках $\omega_{2п}$ наводятся э. д. с., одинаковые по величине, а в обмотках ω_{2c} э. д. с. почти не наводятся. В один полупериод ток протекает по одной паре обмоток $\omega_{2п}$, а в следующий полупериод — по другой. Вследствие падения напряжения на балластном сопротивлении ток в обмотках ω_{2c} практически не протекает. Выпрямленный ток замыкается по нагрузке и балластному сопротивлению R_B . Полярность выходного напряжения показана для этого случая сплошными знаками «+» и «—». При полном подмагничивании части Г происходит реверс выходного тока (полярность напряжения для этого случая показана пунктирными знаками «+» и «—»). Коэффициент полезного действия этого устройства теоретически не превышает 50% ввиду больших потерь энергии в балластном сопротивлении.

1-6. ТРЕХФАЗНЫЕ ПОДМАГНИЧИВАЕМЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ И АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

Трехфазное напряжение можно регулировать либо группой подмагничиваемых однофазных трансформаторов или автотрансформаторов, либо специальными трехфазными трансформаторами или автотрансформаторами. Последние бывают двух типов. Первый имеет трехфазное развязывание цепи подмагничивания, предназначен только для одновременного регулирования напряжения всех трех фаз при симметричной нагрузке и имеет одну или, при двойном подмагничивании, две общие цепи подмагничивания. Второй имеет пофазное развязывание цепей подмагничивания и допускает как одновременное, так и независимое регулирование фазных напряжений.

Фазные напряжения групповых ПР и специальных ПР с пофазным развязыванием цепей подмагничивания можно регулировать независимо одно от другого. Подобное устройство иногда служит для преобразования несимметричной трехфазной системы первичных напряжений, например железнодорожных электрических сетей (два контактных провода и рельс) в симметричную систему вторичных напряжений [Л. 29].

а) Групповые ТРПШ и АРПШ. Однофазные ПР, используемые в трехфазных группах, по конструкции ничем не отличаются от описанных выше однофазных подмагничиваемых трансформаторов или автотрансформаторов.

На рис. 1-15 изображены схема трехфазных групповых ТРПШ и АРПШ разделенной конструкции первой группы. Заметим, что обмотки ω_c и ω_{in} соответствующих фаз могут быть соединены последовательно, образуя фазные цепочки. Последние соединяются либо звездой (рис. 1-15, а, д), либо треугольником (рис. 1-15, б). Существуют также ТРПШ (рис. 1-15, в) и АРПШ, у которых первичные обмотки ПЭ всех трех фаз соединены треугольником, а обмотки СЭ включены между его вершинами и входными зажимами. На рис. 1-15, г изображен ТРПШ, у которого треугольником соединены обмотки СЭ, а обмотки ПЭ включены между вершинами треугольника и соответствующими входными зажимами.

На рис. 1-16, а, б, в изображены некоторые схемы трехфазных групповых ТРПШ и АРПШ с последовательным трансформатором, а на рис. 1-16, г — трехфазных групповых АРПШ с последовательным автотрансформатором.

б) Трехфазные ТРПШ и АРПШ с пофазным развязыванием цепи подмагничивания. На рис. 1-17, а и б изображены конструкция и схема трехфазного ТРПШ с пофазным развязыванием цепи подмагничивания и с составным трехплоскостным магнитопроводом. Его магнитная система состоит из двух расположенных параллельно один другому магнитопроводов — обычного трехстержневого сердечника Γ , являющегося главным, и двухплоскостного магнитного шунта Π . Последний состоит из двух одинаковых трехстержневых сердечников, расположенных параллельно

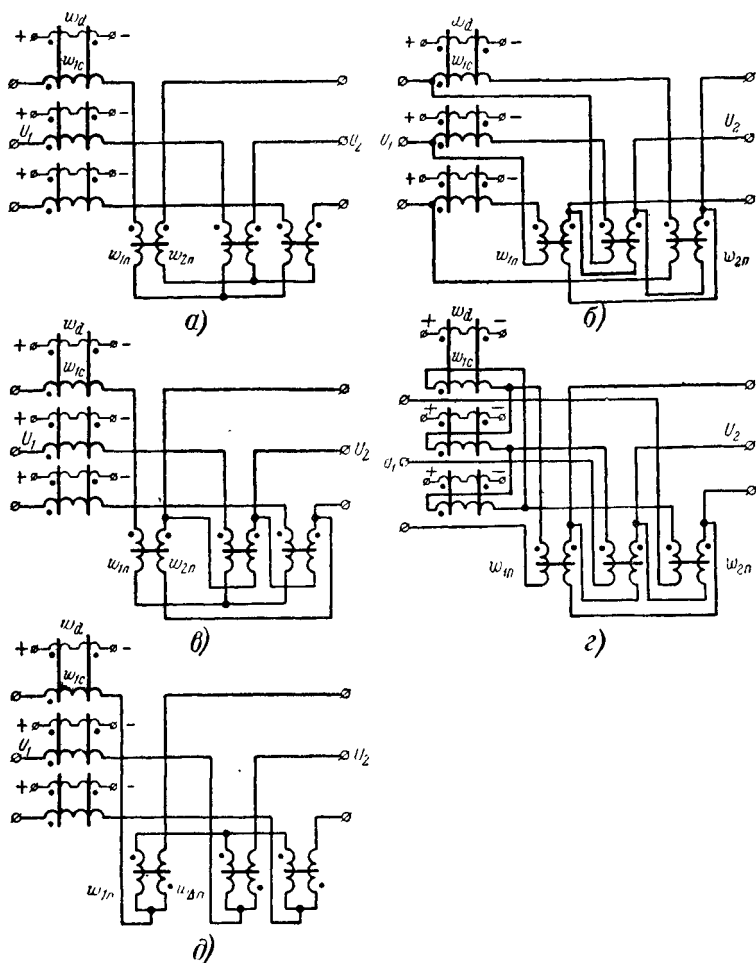


Рис. 1-15. Электрические схемы трехфазных групповых ТРПШ и АРПШ разделенной конструкции (первая группа).

а — ТРПШ с соединением обмоток звезда — звезда; б — ТРПШ с соединением треугольник — треугольник; в — ТРПШ с соединением звезда — треугольник; г — ТРПШ с соединением обмоток w_{1c} и w_{2n} треугольником; д — АРПШ с соединением звездой.

друг другу и соединенных шестью магнитными перемычками Π . Каждый стержень главного сердечника и соответствующие два стержня охватываются фазной первичной обмоткой $w_{п.с.}$ На стержнях главного сердечника

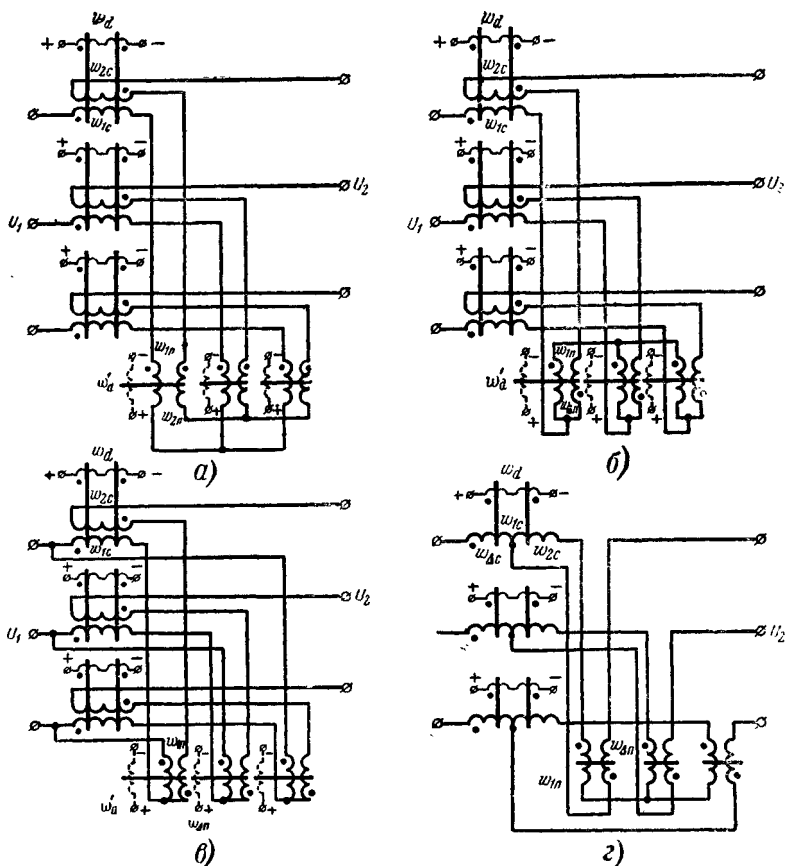


Рис. 1-16. Электрические схемы трехфазных групповых ТРПШ и АРПШ разделенной конструкции (вторая и третья группа).

а — ТРПШ второй группы с соединением обмоток звезда — звезда; *б* — АРПШ второй группы с соединением звездой; *в* — АРПШ второй группы с соединением треугольником; *г* — АРПШ третьей группы.

расположены добавочные обмотки w' , а также вторичные обмотки $w_{2н}$. Каждая пара стержней шунта, относящихся к одной какой-либо фазе, охватывается добавочной вторичной обмоткой $w_{2с}$; отметим, что для ТРПШ с небольшой глубиной регулирования эта обмотка не применяется. На каждом стержне шунта находится обмотка подмагничивания w_d .

Первичные обмотки разных фаз соединяются звездой или треугольником. Вторичные обмотки $\omega_{2п}$ соединяются, как правило, треугольником. Обмотки подмагничивания ω_a включают двумя способами — с «невывернутой» и «вывернутой» обмоткой подмагничивания средней фазы. В ТРПШ с «невывернутой» обмоткой поток подмагничивания Φ_a замыкается перпендикулярно плоскости сердечников по стержням, относящимся к данной фазе, и по магнитным перемышкам. У ТРПШ с «вывернутой» обмоткой подмагничивания средней фазы (рис. 1-17,б) потоки подмагничивания, создаваемые крайними фазами, замыкаются в основном по среднему стержню, и лишь небольшая часть их идет по перемышкам, преодолевая неизбежные воздушные зазоры. В ТРПШ с «невывернутой» средней фазой цепи подмагничивания потоки Φ_a замыкаются только по перемышкам, и поэтому необходимая н. с. подмагничивания больше, чем при «вывернутой». ТРПШ с «вывернутой» фазной обмоткой ω_a изготавливается и без перемычек П. В этом случае для достижения симметрии выходных напряжений необходимо в разной степени подмагничивать фазные стержни, т. е. осуществлять пофазное управление.

В трехфазных ТРПШ с составным трехплоскостным магнитопроводом и $F \leq 1,1$, а также в АРПШ с любым F целесообразно отделить обмотку шунта от обмотки главной части (рис. 1-17,в). Схемы соединения обмоток АРПШ разделенной конструкции с трехплоскостным магнитопроводом (рис. 1-17,г) такие же, как у групповых АРПШ (рис. 1-15).

Известны и другие конструкции трехфазных ТРПШ и АРПШ с пофазным развязыванием цепей подмагничивания [Л. 6—8, 13]. Они применяются сравнительно редко.

в) ТРПШ и АРПШ с трехфазным развязыванием цепи подмагничивания. ПР с трехфазным развязыванием цепи подмагничивания имеют более простую конструкцию, несколько меньший вес и более высокий к. п. д., чем трансформаторы и автотрансформаторы с развязанными фазными цепями подмагничивания. Их недостаток тот, что они непригодны для питания несимметричной нагрузки и для работы в сетях с перекосом первичных напряжений. Кроме то-

го, форма кривой их выходных напряжений искажена — в них сильно выражена вторая гармоника.

На рис. 1-18 изображены трехфазные ТРПШ и АРПШ разделенной конструкции с однофазными броневыми и стержневыми магнитопроводами у последовательного элемента и трехфазным магнитопроводом у параллельного элемента. На каждом сердечнике СЭ расположены обмотки переменного тока ω_{1c} и ω_{2c} . Все три сердечника охвачены обмоткой подмагничивания ω_d .

Геометрическая сумма основных гармоник переменных потоков, пронизывающих обмотку ω_d , равна нулю и, следовательно, в обмотке не наводится переменная э. д. с. основной частоты. Подчеркнем, что в обмотке ω_d наводится э. д. с. тройной частоты, обусловленная тем, что третьи гармоники потоков различных фаз совпадают по направлению. Эта э. д. с. приводит к появлению в обмотке ω_d относительно большого тока тройной частоты.

Обмотки переменного тока ТРПШ и АРПШ разделенной конструкции с трехфазным развязыванием цепи подмагничивания соединяются аналогично групповым трехфазным ТРПШ и АРПШ (рис. 1-15, 1-16).

Из ТРПШ и АРПШ с трехфазным развязыванием цепи подмагничивания и с объединенной конструкцией следует упомянуть о ТРПШ с перпендикулярными маг-

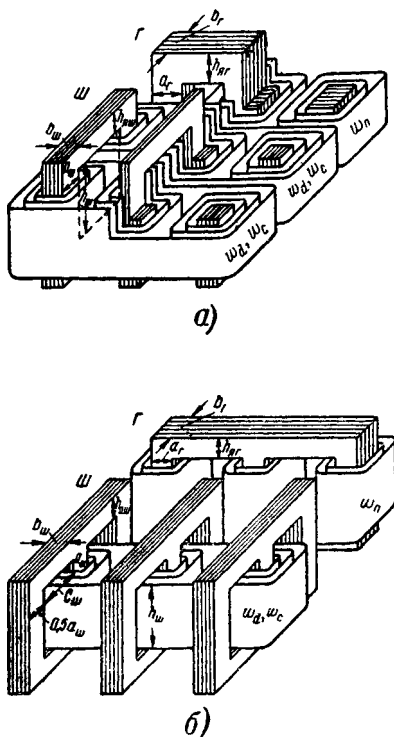
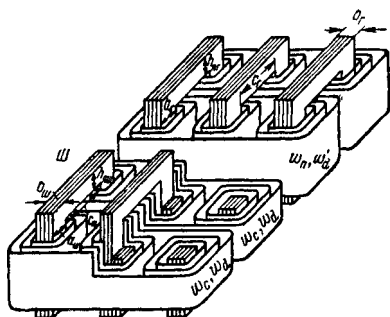
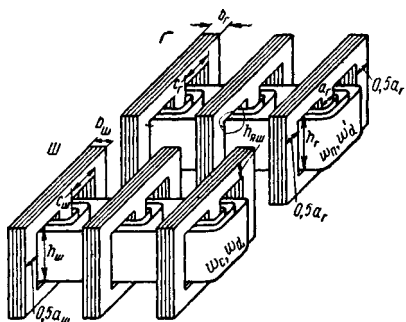


Рис. 1-18. Разделенные конструкции вызыванием цепи
а — конструкция ПР-I со стержневым шунтом; б — стержневая конструкция



б)



г)

трехфазных ПР с трехфазным раз-
подмагничиванием.

том; б,— конструкция ПР-I с броневым
ПР-II; г — броневая конструкция ПР-II.

нитными шунтами [Л. 8, 98] и о различных связанных конструкциях трехфазных ТРПШ и АРПШ [Л. 7, 8].

г) Трехфазные ТРПД и АРПД. Трехфазные групповые ТРПД и АРПД разделенной конструкции образуются из соответствующих однофазных ТРПД и АРПД (рис. 1-12 и 1-14). Специальные трехфазные ТРПД и АРПД с пофазным развязыванием цепей подмагничивания иногда выполняют с двумя шестистержневыми магнитопроводами [Л. 7, 8, 72]. ТРПД и АРПД с трехфазным развязыванием цепи подмагничивания выполняют либо разделенной конструкции (рис. 1-18, в и г), либо сочлененной конструкции [Л. 7, 8].

ГЛАВА ВТОРАЯ

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И СВОЙСТВА ПОДМАГНИЧИВАЕМЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И АВТОТРАНСФОРМАТОРОВ

Ниже сообщаются теоретические и экспериментальные сведения о характеристиках и свойствах подмагничиваемых трансформаторов, накопленные в Горьковском политехническом институте.

2-1. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Регулировочные характеристики ПР представляют собой зависимости вторичного напряжения (или тока) от тока управления (I_d — для ПР без обратной связи и I_y — для ПР с обратной связью) при неизменных значениях сопротивления и $\cos \varphi_H$ нагрузки и неизменном U_1 . Эти характеристики зависят от коэффициента обратной связи, от магнитных свойств сердечников, величины и характера нагрузки, величины сопротивления в цепи управления, параметров диодов и др. Регулировочные характеристики ПР различных конструкций подчиняются некоторым общим закономерностям.

На рис. 2-1, а приведены два семейства регулировочных характеристик ТРПШ (без обратной связи) $U_2 = f(I_d)$ при различных значениях активной нагрузки и активно-индуктивной нагрузки с $\cos \varphi_H = 0,5$. Как видим, каждая характеристика в общем случае имеет три участка: на первом (аб) и третьем (вг) U_2 мало изменяется с ростом I_d ,

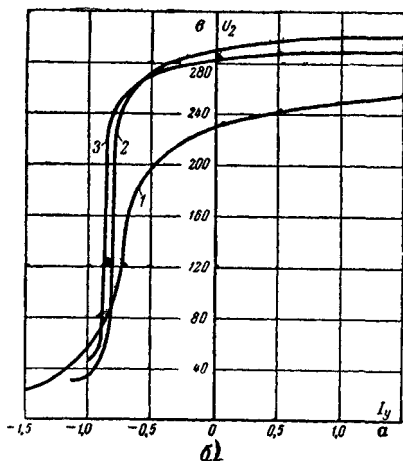
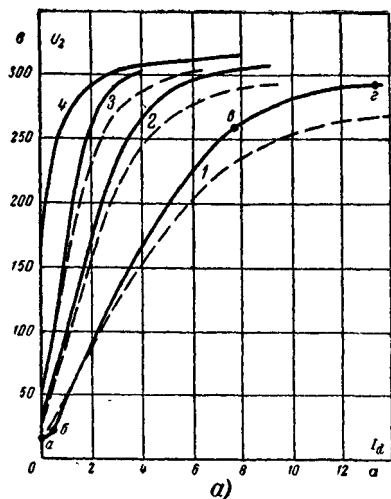
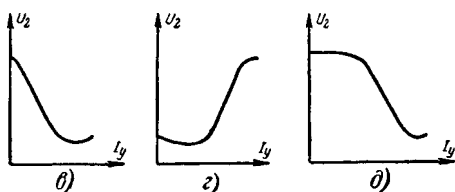


Рис. 2-1. Регулировочные характеристики

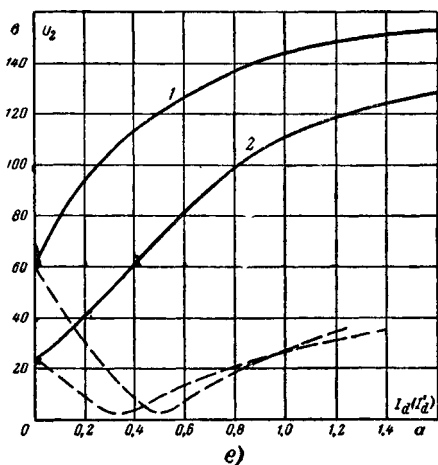
а — характеристики ТРПШ при активной но-индуктивной нагрузке с $\cos \varphi_H = 0,5$ сопротивлении нагрузки; кривая 2 — при кривая 4 — при холостом ходе; б — то же в, г, д — характеристики, объясняющие ристики ТРПШ-II. Сплошные линии — при магничивании ПЭ. Кривая 1 — при холо на

а на втором «рабочем» участке (бв) U_2 существенно зависит от I_d . В ряде случаев участок аб бывает выражен очень слабо. Очевидно, I_d целесообразно изменять в пределах от некоторого наименьшего значения $I_{d \text{ мин}}$, отличного от нуля и определяемого точкой б, до некоторого наибольшего $I_{d \text{ макс}}$, определяемого точкой в. Наклон регулировочной характеристики на рабочем участке определяет коэффициент усиления ТРПШ:

$$K_y = \frac{\Delta U_2}{\Delta I_d}. \quad (2-1)$$



С увеличением сопротивления нагрузки или ее $\cos \varphi_n$ наклон регулировочных характеристик на рабочем участке увеличивается и достигает максимума при холостом ходе. Отношение $I_{d \text{ мин}}/I_{d \text{ макс}}$ характеризует рабочий диапазон изменения тока подмагничивания. Как правило, он тем меньше, чем больше расчетная глубина регулирования ТРПШ и чем меньше расчетное значение амплитуды переменной составляющей индукции в шунте, а также чем меньше $\cos \varphi_n$ нагрузки и больше величина Z_n .



стики подмагничиваемых трансформаторов.

нагрузке (сплошные линии) и при активной (пунктир): кривая 1 — при номинальном $Z_n = 2Z_{n \text{ ном}}$; кривая 2 — при $Z_n = 4Z_{n \text{ ном}}$; при внешней о. с. и активной нагрузке; действие обмотки смещения; е — характеристика подмагничивания СЭ; пунктир — при холостом ходе, кривая 2 — при номинальной нагрузке.

На рис. 2-1,б приведено семейство регулировочных характеристик для ТРПШ с внешней обратной связью по току нагрузки ($K_{o.c} = 1$). Как видим, у ТРПШ с обратной связью наклон харак-

теристик на рабочем участке практически не зависит от величины сопротивления нагрузки. У ТРПШ и АРПШ с о. с. при номинальном сопротивлении нагрузки токи $I_{у.мин}$ и $I_{у.макс}$ имеют противоположный знак. На рис. 2-1, в, г, д приведены регулировочные характеристики ТРПШ с обратной связью по току для двух случаев включения обмотки смещения, при которых ее н. с. направлена встречно или согласно с н. с. обмотки обратной связи. У ТРПШ с первым способом включения (рис. 2-1, г) обмотки смещения U_2 растет с ростом тока I_y («прямое» управление), а у ПР со вторым способом включения (рис. 2-1, д) — уменьшается («встречное» управление).

Регулировочные характеристики ПР-II содержат две ветви — верхнюю, характеризующую зависимость U_2 (или I_2) от тока подмагничивания СЭ при $I'_d=0$, и нижнюю, характеризующую зависимость этих же величин от тока подмагничивания ПЭ при $I_d=0$ (пунктир). На рис. 2-1, е показаны регулировочные характеристики ТРПШ-II при холостом ходе (кривая 1) и при нагрузке (кривая 2). Верхняя регулировочная кривая аналогична регулировочным характеристикам ПР-I. Отметим, что для того, чтобы при холостом ходе и при номинальной нагрузке выходные напряжения ПР-II были близки к нулю, нужны приблизительно одинаковые н. с. для подмагничивания его параллельного элемента.

2-2 ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Внешняя характеристика ПР представляет собой зависимость величины выходного напряжения U_2 от тока нагрузки I_2 при постоянном значении U_1 .

Внешние характеристики ПР, не имеющих обратных связей, будем называть естественными характеристиками. На рис. 2-2, а представлено семейство естественных внешних характеристик ТРПШ при активной нагрузке и активно-индуктивной нагрузке с $\cos \varphi_n=0,5$. Характеристики сняты при различных неизменных значениях тока I_d . Как видно из рисунка, наиболее жесткие характеристики имеют место при номинальном (наибольшем) значении тока I_d и чисто активной нагрузке. При меньших токах I_d характеристики становятся более мягкими. Внешние характеристики при активно-индуктивной

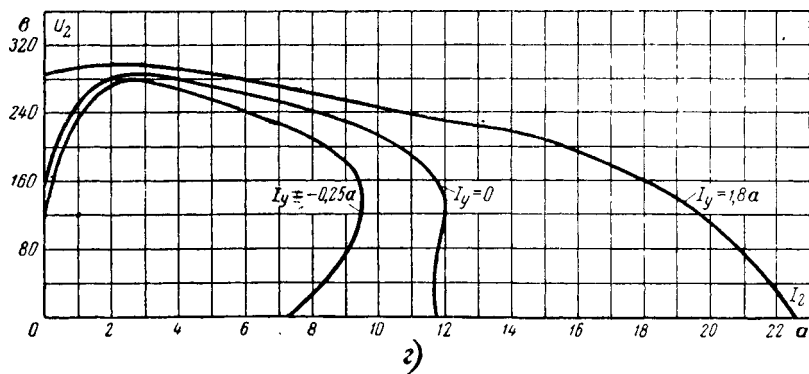
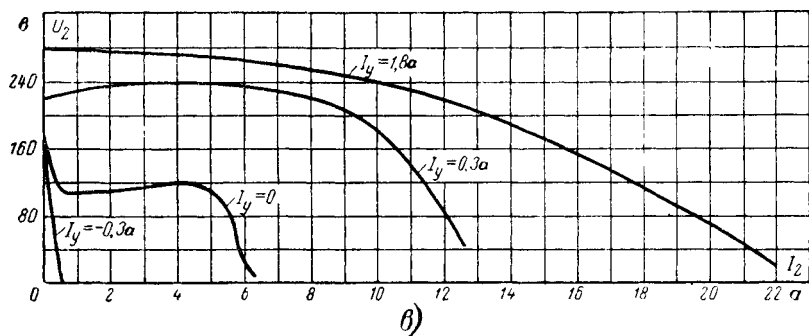
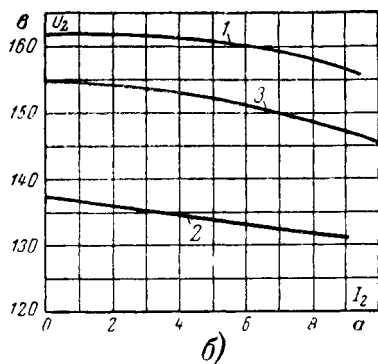
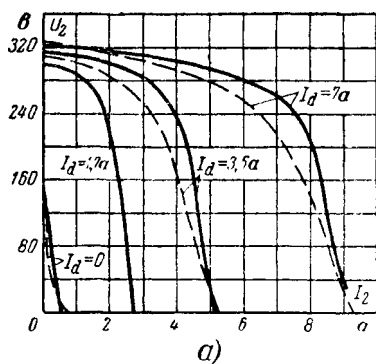


Рис. 2-2. Внешние характеристики подмагничиваемых трансформаторов.

a — характеристики ТРПШ без о. с. при активной нагрузке (сплошные линии) и при активно-индуктивной нагрузке с $\cos \Phi_H = 0,5$ (пунктир); $б$ — характеристики ТРПД; $в$ — характеристики ТРПШ при внешней о. с. по первичному току и активной нагрузке; $г$ — то же при о. с. по вторичному току.

нагрузке, снятые при одном и том же значении I_d , мягче, чем полученные при чисто активной нагрузке.

Подчеркнем, что мягкость естественных внешних характеристик ТРПШ легко может быть устранена применением автоматического регулирования, и в частности, обратной связи по току нагрузки.

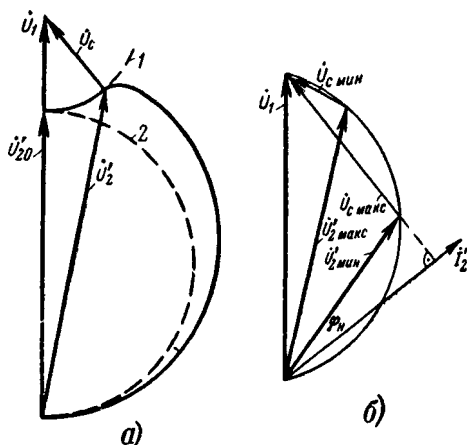


Рис. 2-3. Векторные диаграммы ПР.

а — годограф U'_2 при сильно насыщенном шунте; *б* — предельные значения U_c и U'_2 . Пунктиром показаны кривые перемещения конца вектора U'_2 при пренебрежении рассеянием последовательного элемента (кривая 1) и при пренебрежении нелинейностью этого элемента (кривая 2).

Основной причиной, обуславливающей изменение выходного напряжения при изменении нагрузки, является индуктивное сопротивление последовательного элемента. Падение напряжения, вызванное активным сопротивлением обмоток и индуктивностью рассеяния, составляет даже при наибольшем токе подмагничивания не более 20—30% падения напряжения на индуктивном сопротивлении СЭ. При меньших значениях I_d это процентное соотношение еще меньше.

Отметим, что при очень насыщенном шунте внешние характеристики ТРПШ и АРПШ при активной нагрузке и при активно-индуктивной с $\cos \varphi_n > 0,8$ имеют своеобразный «горб» [Л. 6] — при малых нагрузках выходное напряжение выше, чем при холостом ходе и номиналь-

ной нагрузке. Своеобразный вид характеристика имеет вследствие насыщения шунта. Поясним это на примере схемы рис. 1-1,а. Пренебрегая рассеянием параллельного элемента, можно написать:

$$U_{1п} = U'_2 = U_2 \frac{\omega_{1п}}{\omega_{2п}}.$$

Вследствие насыщения величина падения напряжения на СЭ U_c мало меняется при переходе от холостого хода к режиму нагрузки, а угол сдвига фаз между векторами U'_2 и U_c изменяется от 0° до некоторой величины. Как видим из векторной диаграммы, приведенной на рис. 2-3,а, U'_2 при этом обязательно сначала возрастает, а затем вследствие увеличения потока рассеяния СЭ уменьшится. Конец вектора U'_2 описывает годограф, отличный от окружности и показанный на рис. 2-3,а сплошной линией.

Падение напряжения в подмагничиваемом трансформаторе не пропорционально току нагрузки, как в обычном трансформаторе, что объясняется нелинейностью индуктивности СЭ. Расчет внешней характеристики ПР довольно сложен и рассмотрен в § 3-3. Падение напряжения в ПР ΔU , происходящее при переходе от холостого хода к номинальной нагрузке несколько больше, чем в обычных трансформаторах. Например, в ПР мощностью 1,5 кВа с $F=1,5$ при активной нагрузке $\Delta U=12\%$. Величина ΔU в ПР существенно зависит от глубины регулирования. Для объяснения характера зависимости ΔU от расчетной предельной глубины регулирования воспользуемся упрощенной векторной диаграммой напряжений, данной на рис. 2-3,б. При построении диаграммы принято, что все токи и напряжения синусоидальны и что можно пренебречь током намагничивания параллельного элемента. На диаграмме изображены векторы приведенного выходного напряжения U'_2 и падения напряжения на последовательном элементе U_c при номинальном сопротивлении нагрузки и двух режимах работы — при наибольшем и наименьшем подмагничивании. Для определенного сорта стали, типа сердечника и $\cos \varphi_n$ отношение падения напряжения на СЭ при наименьшем подмагничивании $U_{c, \max}$ к падению напряжения при наибольшем подмагничивании

$U_{с.мин}$, как правило, вполне определенное (см. § 4-4). Неизменность соотношений между $U_{с.макс}$ и $U_{с.мин}$ приводит к тому, что ΔU в ПР с большей глубиной регулирования больше, чем в ПР с меньшей глубиной регулирования.

На рис. 4-3,б показана расчетная зависимость ΔU от расчетной глубины регулирования ПР при различных значениях $\cos \varphi_n$ активно-индуктивной нагрузки. Эта зависимость и все последующие расчетные зависимости получены на электронно-цифровой вычислительной машине.

На рис. 2-2,б приведены три естественные внешние характеристики трехэлементного ТРПД (рис. 1-12,а): кривая 1 — при номинальном подмагничивании СЭ и наименьшем подмагничивании СПЭ; кривая 2 — при номинальном подмагничивании СПЭ и наименьшем СЭ и кривая 3 — при промежуточном подмагничивании обоих элементов. Как видим, внешние характеристики довольно жесткие: ΔU в ТРПД при чисто активной нагрузке и $|F| \leq 1,5$ не более 7—8%. Аналогичный характер имеют внешние характеристики и АРПД (рис. 1-12,б).

Перейдем к внешним характеристикам ТРПШ с обратной связью. На рис. 2-2,в изображено семейство внешних характеристик ТРПШ с внешней обратной связью по первичному току ($K_{о.с}=1$) при различных значениях тока управления I_y . Как видно из рисунка, внешние характеристики в этом случае более жесткие, чем у ТРПШ без обратных связей. На рис. 2-2,г изображено семейство характеристик ПР с внешней обратной связью по вторичному току ($K_{о.с}=1$). Из графика видно, что при относительно меньших значениях тока I_y внешняя характеристика имеет своеобразный характер — выходное напряжение сначала резко увеличивается, потом с ростом нагрузки вплоть до номинальной меняется мало, а затем резко уменьшается.

Такой характер изменения выходного напряжения объясняется тем, что при малых токах нагрузки влияние обратной связи незначительно.

В заключение подчеркнем, что осуществление в ПР внутренней или внешней обратной связи по току нагрузки позволяет получить достаточно жесткую внешнюю характеристику.

2-3. ВЕС АКТИВНЫХ МАТЕРИАЛОВ И ГАБАРИТЫ ПОДМАГНИЧИВАЕМЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Вес активных материалов правильно спроектированного подмагничиваемого трансформатора, с возможностью регулирования выходного напряжения от нуля до номинального значения, примерно в два с половиной раза больше, чем у обычного трансформатора равной мощности. Вес ТРПШ, являющегося исполнительным органом стабилизатора напряжения, работающего при колебаниях первичного напряжения в пределах от 85 до 115% номинального значения, и нагрузке, меняющейся от холостого хода до номинальной, на 60—70% больше, чем у обычного трансформатора.

Вес активных материалов ПР определяется номинальным значением его выходной мощности, частотой питающей сети, условиями охлаждения (масляное, воздушное и т. д.) и режимом работы (длительная номинальная нагрузка, кратковременная, повторно-кратковременная и др.). Вес ПР существенно зависит и от расчетной глубины регулирования и от коэффициента мощности номинальной нагрузки $\cos \varphi_n$. Вес активных материалов ТРПШ с большей глубиной регулирования больше, чем у ТРПШ равной выходной мощности, но с меньшей глубиной регулирования, что объясняется, в основном, увеличением веса обмоток и стали его последовательного элемента. Вес активных материалов повышающего АРПШ с большей глубиной регулирования больше, чем у АРПШ с меньшей глубиной регулирования. Объясняется это тем, что у первого АРПШ больше расход активных материалов как для последовательного, так и для параллельного элементов. Разница в весе параллельных элементов обусловлена различием в величине коэффициента трансформации, который, при прочих равных условиях, больше у АРПШ с большей глубиной регулирования. Вес активных материалов понижающего АРПШ с $U_{2\max}$ и $U_{1\min}$, близкими по величине друг к другу, очень мало зависит, при больших значениях глубины регулирования, от F . Последнее обстоятельство объясняется тем, что у понижающего АРПШ с большой глубиной регулирования меньше коэффициент трансформации, а следовательно, и вес параллельного элемента, чем у АРПШ с относительно меньшей глубиной регулирования, а веса после-

довательных элементов практически одинаковы. Вес активных материалов ТРПШ, предназначенного для питания активно-индуктивной нагрузки и рассчитанного для большой глубины регулирования, больше, чем у ТРПШ, предназначенного для питания чисто активной нагрузки и рассчитанного на ту же глубину регулирования. ТРПШ, предназначенный для питания активно-индуктивной нагрузки и рассчитанный на небольшую глубину регулирования, наоборот, имеет меньший вес, чем соответствующий ТРПШ, предназначенный для питания активной нагрузки.

Расход активных материалов трехэлементного ТРПД несколько больше, чем у соответствующего ТРПШ. В частности, вес активных материалов ТРПД, предназначенного для работы в качестве исполнительного органа стабилизатора напряжения, работающего при колебаниях U_1 в пределах от 0,85 до 1,15 $U_{\text{ном}}$, приблизительно на 80% больше, чем у обычного трансформатора с такой же расчетной мощностью, и на 10—20% больше, чем у соответствующего ТРПШ. Объясняется это различие тем, что суммарный вес последовательного и последовательно-параллельного дросселей и добавочной обмотки силового трансформатора $w_{\Delta\pi}$ несколько больше веса активных материалов последовательного элемента соответствующего ТРПШ.

Вес активных материалов АРПД (рис. 1-12,б), предназначенного для работы в качестве исполнительного органа стабилизатора напряжения, у которого U_1 изменяется в пределах от 0,85 $U_{\text{ном}}$ до 1,15 $U_{\text{ном}}$ и $U_2 = U_{\text{ном}}$, приблизительно на 10—15% больше, чем у соответствующего АРПШ.

В заключение приведем данные о габаритах ПР. Как правило, высота рационально спроектированного ПР приблизительно такая же, как у соответствующих обычных трансформаторов или автотрансформаторов, а размеры поперечного сечения больше, чем у последних. Удельный габаритный объем, т. е. отношение габаритного объема к весу активных материалов, у ПР несколько больше, чем у соответствующих обычных трансформаторов. У ПР объединенной конструкции удельный габаритный объем на 20—30% больше, чем у обычных трансформаторов, а у ПР разделенной конструкции — приблизительно на 50%.

2-4. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ И ПОТЕРИ

Коэффициент полезного действия подмагничиваемых трансформаторов несколько меньше, чем у соответствующих обычных трансформаторов, так как в них есть потери в обмотке подмагничивания и дополнительные потери в обмотках и сердечниках регулирующей части. Значение к. п. д. изготовленных образцов ПР мощностью от 1,0 до 100 ква изменяются в пределах от 80 до 95%. Более высокие значения имеют ПР с большей выходной мощностью и с относительно меньшей расчетной глубиной регулирования.

Коэффициент полезного действия ПР несколько уменьшается в процессе регулирования при уменьшении его тока подмагничивания. На рис. 2-4, а и б приведены зависимости к. п. д. ПР от тока подмагничивания при $I_2 = \text{пост.}$ (рис. 2-4, а) и при $Z_H = \text{пост.}$ (рис. 2-4, б) для однофазного АРПШ мощностью 1,5 ква.

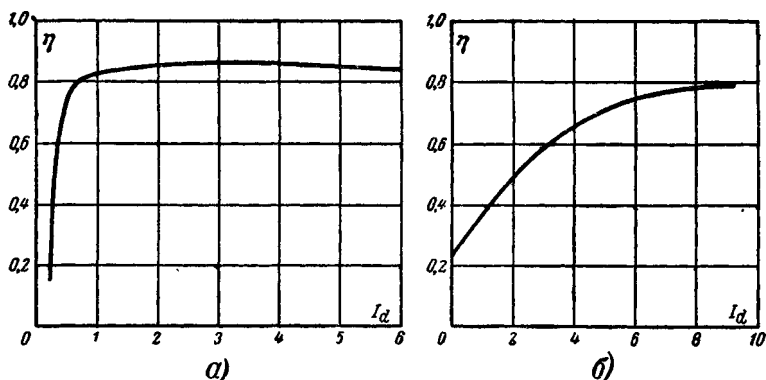


Рис. 2-4. Зависимости к. п. д. ТРПШ и АРПШ от тока подмагничивания.

а — $\eta = f(I_d)$ при $I_2 = \text{пост.}$; б — $\eta = f(I_d)$ при $Z_H = \text{пост.}$

Суммарные потери в подмагничиваемом трансформаторе, работающем в качестве исполнительного органа стабилизатора, мало меняются при изменении входного напряжения и соответствующем автоматическом изменении тока подмагничивания. Суммарные потери в ПР, работающем в качестве регулятора напряжения, наибольшие при максимальном токе подмагничивания

и наименьшие при минимальном. В режиме максимального подмагничивания потери в сердечнике ТРПШ (АРПШ) приблизительно равны потерям в стали обычного трансформатора (автотрансформатора), рассчитанного на ту же номинальную нагрузку, а потери в обмотках больше, чем в обычном трансформаторе (автотрансформаторе) ввиду неизбежности дополнительных потерь в обмотках последовательного элемента. Последние относительно больше у ПР с большой глубиной регулирования и составляют от 20 до 150% потерь в обмотках параллельного элемента.

В подмагничиваемом трансформаторе с регулированием выходного напряжения от нуля до номинального значения наибольшие потери в обмотках, как показали сравнительные расчеты, примерно в 2,5 раза больше, чем у обычного трансформатора, рассчитанного на ту же номинальную мощность. В ТРПШ, предназначенном для работы в качестве исполнительного органа стабилизатора с колебаниями первичного напряжения в пределах от $0,85 U_{\text{н}}$ до $1,15 U_{\text{н}}$, максимальные потери в обмотках в 1,5 раза больше, чем у соответствующего обычного трансформатора.

Потери в ТРПД рис. 1-12,а приблизительно такие же, как в ТРПШ соответствующей мощности и с той же глубиной регулирования.

2.5. КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ И ПОТРЕБЛЯЕМАЯ РЕАКТИВНАЯ МОЩНОСТЬ

Приведем основные сведения о $\cos \varphi_{\text{н}}$ и о реактивной мощности ПР при номинальной активной нагрузке. При номинальном токе подмагничивания $I_{\text{дн}} \cos \varphi_1$ немного меньше, чем у обычных трансформаторов. Небольшое снижение объясняется неполным вытеснением переменного потока из шунта и дополнительным рассеянием в обмотках последовательного элемента. У ПР, предназначенного для работы в стабилизаторах напряжения, $\cos \varphi_1$ при номинальной активной нагрузке равен 0,93—0,96.

Коэффициент мощности ТРПШ и АРПШ при $I_{\text{д}} < I_{\text{дн}}$ невелик. Отметим, что то же явление происходит и в дросселях насыщения. Наименьшее значение $\cos \varphi_1$ принимает при минимальном значении $I_{\text{д}}$. Минимальное

значение $\cos \varphi_1$ приблизительно обратно пропорционально глубине регулирования:

$$\cos \varphi_1 \approx \frac{1}{F}. \quad (2-2)$$

Например, у ТРПШ (АРПШ) с $F=1,5$ и предназначенного для работы в качестве исполнительного органа стабилизатора напряжения сети, отклоняющегося от номинального значения на $\pm 15\%$, наименьшая величина $\cos \varphi_1$ равна 0,7.

Малое значение $\cos \varphi_1$ при минимальном токе I_d для ТРПШ и АРПШ, работающих в режиме регулятора напряжения ($U_1=\text{пост.}$, $U_2=\text{пер.}$), является несущественным, так как при этом потребляемая реактивная мощность может быть даже меньше, чем при $I_{\text{дн}}$.

ТРПШ и АРПШ потребляют наибольшую реактивную мощность при некотором промежуточном значении тока $I_{\text{дн}}$. При этом значение $Q_{x \text{ макс}}$ приблизительно равно половине номинальной выходной мощности ПР [Л. 8].

У ПР, работающего в качестве исполнительного органа стабилизатора напряжения, который питает неизменную номинальную активную нагрузку, потребляемая реактивная мощность однозначно определяется $\cos \varphi_1$. При $U_{1 \text{ мин}}$, когда $\cos \varphi_1$ имеет наибольшее значение, реактивная мощность минимальна, а при $U_{1 \text{ макс}}$, когда $\cos \varphi_1$ наименьший, реактивная мощность максимальна.

ТРПД и АРПД (рис. 1-12, а, б) при глубине регулирования $F < 1,5$ имеют более высокие значения $\cos \varphi_1$, чем соответствующие ТРПШ и АРПШ. В частности, при $F=1,5$ ТРПД и АРПД (рис. 1-12, а и б) имеют $\cos \varphi_1$ порядка 0,85.

2-6. ФОРМА КРИВОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПОДМАГНИЧИВАЕМЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И АВТОТРАНСФОРМАТОРОВ

Форма кривой выходного напряжения любого ПР при наибольшем токе подмагничивания I_d практически синусоидальна. Кривая несколько искажена при значениях I_d , меньших номинального (рис. 2-5). Искажение

формы кривой можно характеризовать, как известно, коэффициентом гармоник:

$$K_r = \frac{\sqrt{\sum U_{2(n)}^2}}{U_{2(1)}} = \frac{\sqrt{U_2^2 - U_{2(1)}^2}}{U_{2(1)}} \quad (2-3)$$

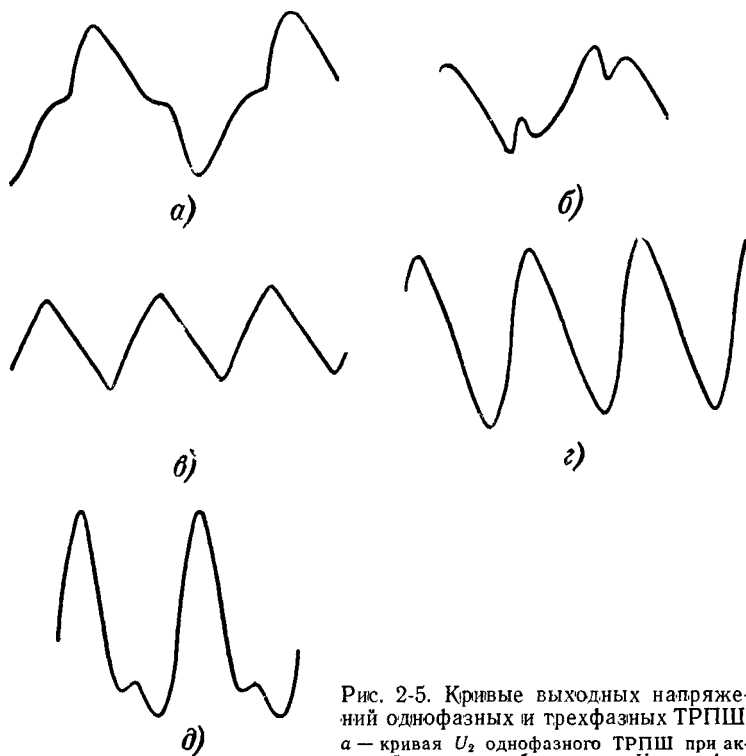


Рис. 2-5. Кривые выходных напряжений однофазных и трехфазных ТРПШ.

а — кривая U_2 однофазного ТРПШ при активной нагрузке; б — кривая U_2 однофазного ТРПШ при активно-индуктивной нагрузке; в — кривая фазного напряжения трехфазного ТРПШ с пофазным развязыванием обмотки подмагничивания; г — то же для линейного напряжения; д — кривая линейного напряжения ТРПШ с трехфазным развязыванием обмотки подмагничивания.

где $U_{2(n)}$ — действующее значение n -й гармоники выходного напряжения ($n > 1$). Для кривой, изображенной на рис. 2-5, а, коэффициент гармоник равен 30%. Разъясним порознь для однофазных и трехфазных ПР, какой

вид имеет форма кривой выходного напряжения при $I_d < I_{d\text{ном}}$ и от каких факторов она зависит.

а) Форма кривой выходного напряжения однофазных ПР. В кривой выходного напряжения наряду с основной гармоникой присутствуют третья, пятая, седьмая и другие нечетные гармоники. Четные гармоники отсутствуют по той же причине, что и в кривой тока нагрузки обычного одноконтурного двухполупериодного магнитного усилителя [Л. 63]. Форма кривой выходного напряжения наиболее искажена при наименьшем токе подмагничивания. При чисто активной нагрузке она пикообразная (рис. 2-5,а), а при активно-индуктивной нагрузке — со своеобразным провалом в середине полупериода (рис. 2-5,б).

У ТРПШ и АРПШ, рассчитанных на большую глубину регулирования, искажение кривой выходного напряжения при наименьшем токе подмагничивания больше, чем у ТРПШ и АРПШ, рассчитанных на малую глубину регулирования.

Действующее значение третьей гармоники напряжения однофазных ПР значительно больше, чем действующие значения других высших гармоник, и K_r можно приближенно вычислять по формуле:

$$K_r \approx \frac{U_{2(3)}}{U_{2(1)}}. \quad (2-4)$$

Погрешность при определении K_r для ПР по формуле (2-4) не превышает для однофазных ТРПШ и АРПШ 5%.

Искажение формы кривой выходного напряжения ТРПШ обусловлено нелинейностью его обоих элементов — параллельного и последовательного. При этом искажение, обусловленное каждым из этих элементов, несколько компенсирует друг друга. Практически, источником высших гармоник в кривой выходного напряжения ТРПШ или АРПШ является именно последовательный элемент.

Форма кривой выходного напряжения однофазного ТРПД (рис. 1-12,а) и АРПД (рис. 1-12,б) при небольшой расчетной предельной глубине регулирования мало искажена: при $F=1,5$ коэффициент гармоник для U_2 не превышает 10—12%.

При крайних режимах регулирования, т. е. при наибольшем подмагничивании последовательного элемента или последовательно-параллельного элемента, кривая u_2 синусоидальна. Действительно, при максимальном подмагничивании СЭ или СПЭ входное напряжение, по существу, приложено либо к части первичной обмотки параллельного трансформатора ТРПД, либо ко всей обмотке. И в том и в другом случае ТРПД можно рассматривать как обычный однофазный трансформатор, выходное напряжение которого, как известно, синусоидально.

Аналогично АРПД (рис. 1-12,б) при максимальном подмагничивании СЭ или СПЭ, также имеет синусоидальную форму выходного напряжения.

При промежуточном подмагничивании кривая выходного напряжения рассматриваемых ПР несколько искажена. Это объясняется тем, что приведенное значение выходного напряжения U'_2 равно входному напряжению U_1 за вычетом U_c — падения напряжения на СЭ (см. рис. 1-12,а). Поскольку СЭ — нелинейный элемент, он искажает кривую выходного напряжения. Это искажение невелико, так как при одновременном подмагничивании СЭ и СПЭ падение напряжения U_c не превышает величины $(1-1/F)U_1$. Следовательно, невелики и генерируемые СЭ высшие гармоники напряжения. Наибольшая из них — третья — не превышает величины $0,5U_c/F$. При промежуточном подмагничивании коэффициент гармоник трехэлементного ТРПД и АРПД можно определить по приближенной формуле

$$K_r \leq 0,5 \frac{1 - \frac{1}{F}}{F}. \quad (2-5)$$

В частности, при $F < 1,5$ K_r действительно не превышает 11%.

В заключение несколько слов о форме кривой выходного напряжения ТРПШ-II и АРПШ-II при холостом ходе и величине $1/F$, близкой к нулю. Как правило, при отсутствии подмагничивания сердечника СЭ и наибольшем подмагничивании ПЭ кривая выходного напряжения содержит в основном третью и пятую гармоники, действующие значения которых достигают соот-

ветственно 20 и 10%¹ номинального выходного напряжения.

б) Форма кривой выходного напряжения трехфазных ПР. Рассмотрим кривые линейных и фазных выходных напряжений при предельном токе подмагничивания шунта. При предельном подмагничивании кривые линейных выходных напряжений всех трехфазных ПР синусоидальны. У большинства ПР форма кривой фазных выходных напряжений при предельном подмагничивании также синусоидальна. Объясняется это тем, что одна из обмоток этих ПР, чаще всего вторичная, соединена треугольником. Если обе обмотки (первичная и вторичная) соединены звездой, то кривые фазных напряжений искажены. Искажение обусловлено, как и в обычных трансформаторах, насыщением главного сердечника и появлением в кривой фазных потоков высших, в основном третьей гармоник. При соединении одной из обмоток треугольником по последнему протекает ток тройной частоты, наводимый третьими гармониками фазных потоков. Этот ток почти полностью демпфирует создавшие его третьи гармоники фазных потоков.

Обратимся к кривым линейных и фазных выходных напряжений ПР при промежуточном подмагничивании шунта. В этом режиме искажения формы кривой выходного напряжения обуславливаются, в основном, насыщением шунта. Форма кривой выходных напряжений при непредельном подмагничивании существенно зависит от самой системы подмагничивания ПР. У ПР с пофазным развязыванием цепи подмагничивания кривые выходных напряжений содержат только нечетные гармоники, а у ПР с трехфазным развязыванием — и четные и нечетные. Форма кривой линейных выходных напряжений у ПР с пофазным развязыванием цепи подмагничивания близка к синусоидальной — в ней, как правило, отсутствует третья гармоника.

Форма кривой фазных выходных напряжений у ПР с пофазным развязыванием цепи подмагничивания и I_d , меньшим предельного, существенно зависит от конструкции и схемы соединения обмоток. У ТРПШ (рис. 1-15,2) кривые фазных напряжений близки к синусоидальным — в них отсутствуют третьи гармоники, так как обмотки СЭ этого ПР соединены треугольником.

Разумеется, близки к синусоиде и кривые линейных напряжений у ПР с конструкциями, изображенными на рис. 1-17. Действительно, как видно из осциллограммы, приведенной на рис. 2-5,в, даже при отсутствии подмагничивания в этой кривой слабо выражена третья гармоника. Коэффициент гармоник фазных напряжений этого ПР при $I_d=0$ составляет около 10%, а линейных — 6%. Относительно хорошая форма кривой фазных напряжений объясняется тем, что третьи гармоники потока шунта в различных фазах в любой момент времени совпадают по направлению и, следовательно, замыкаются по воздуху.

У ПР с пофазным развязыванием цепи подмагничивания и последовательным соединением фазных цепей подмагничивания форма кривой выходных напряжений при промежуточном подмагничивании несколько лучше, чем у ПР с параллельным и автономным включением цепей подмагничивания. Объясняется это тем, что у первых ПР в кривой потока шунта имеются вторые гармоники, а в последних они отсутствуют. Вторые гармоники потока шунта не наводят э. д. с. в цепи переменного тока; так, в любой момент времени в двух стержнях, относящихся к одной фазе, эти гармоники направлены навстречу друг другу, однако они значительно уменьшают величину амплитуды третьей гармоники (см. § 4-12).

У ПР с трехфазным развязыванием цепи подмагничивания кривые линейных и фазных напряжений при небольших токах подмагничивания искажены — в них сильно выражена вторая гармоника (рис. 2-5,д). В кривой линейных напряжений этих ПР отсутствует третья гармоника и при $I_d \neq 0$ имеется вторая. Для опытного ТРПШ (рис. 1-18,а) мощностью 0,5 кВа, с глубиной регулирования, равной 3, коэффициент гармоник линейных напряжений при $I_d=0,5I_{dн}$ равен 23%. Кривая фазных напряжений ПР с трехфазным развязыванием цепи подмагничивания практически не содержит третьей гармоники, как обмотки подмагничивания образуют вспомогательный треугольник, по которому свободно замыкаются третьи гармоники тока. При отсутствии подмагничивания у этих ПР кривые фазных и линейных напряжений синусоидальны, так как вторая гармоника не наводится.

2-7. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ ПОДМАГНИЧИВАЕМЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И АВТОТРАНСФОРМАТОРОВ

В характере переходных процессов в ТРПШ и АРПШ с одинаковой выходной мощностью и глубиной регулирования по существу нет разницы, так как индуктивность рассеяния обмоток параллельного элемента значительно меньше, чем индуктивность серийного элемента. Поэтому ниже рассматриваются переходные процессы лишь в ТРПШ.

Характер и длительность переходных процессов в однофазных ТРПШ. Переходные процессы в ТРПШ с выходом на переменном токе, возникающие вследствие какого-либо скачкообразного возмущения, протекают, как правило, по закону, близкому к экспоненциальному, характеризуемому постоянной времени T . Для доказательства этого положения удобно пользоваться методом «стадий» (интервалов) [Л. 9, 95] и их циклов. Подробное описание переходных процессов с помощью этого метода приведено нами в другой книге [Л. 17]. При сопротивлении нагрузки, близком к номинальному (и меньшему), $K_{0.c} \leq 0,8$ и наличии тока подмагничивания постоянная времени равна:

$$T = \frac{1}{4f} \frac{z_n}{K_\varphi R'_d (1 - K_{0.c})},$$

где K_φ — коэффициент, зависящий от $\cos \varphi_n$. При чисто активной нагрузке K_φ равен единице. С уменьшением $\cos \varphi_n - K_\varphi$ уменьшается; R'_d — приведенное активное сопротивление цепи подмагничивания. R'_d определяется по формуле:

$$R'_d = \frac{1}{\sum w_{dk}^2 / w_c^2 R_{dk}}, \quad (2-6)$$

где w_{dk} и R_{dk} — число витков и активное сопротивление k -й обмотки подмагничивания.

В формулу (2-6) обязательно должно входить сопротивление короткозамкнутой компенсационной обмотки. При параллельном включении обмоток переменного тока последовательного элемента (см. рис. 1-1,б) в формулу (2-6) следует ввести и активное сопротивление

обмоток w_c . ТРПШ с параллельным включением обмоток w_c имеют значительно бóльшую постоянную времени, чем ТРПШ с последовательным включением этих обмоток.

Укажем, что постоянная времени ТРПШ без обратной связи мощностью в несколько *кВа* при номинальной нагрузке составляет 3—7 периодов напряжения питающей сети.

При отсутствии тока подмагничивания длительность переходного процесса определяется постоянной времени:

$$T = \frac{L}{R}, \quad (2-7)$$

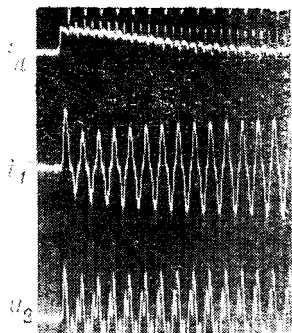
где L и R — соответственно суммарные значения приведенных индуктивных и активных сопротивлений нагрузки и обмоток ПР.

Постоянная времени при холостом ходе может быть определена по формуле (2-7). При этом в качестве R следует принять сумму активных сопротивлений первичных обмоток последовательного и параллельного элементов и эквивалентного сопротивления, определяемого потерями в стали этих элементов, а в качестве L — сумму индуктивностей рассеяния первичных обмоток последовательного и параллельного элементов.

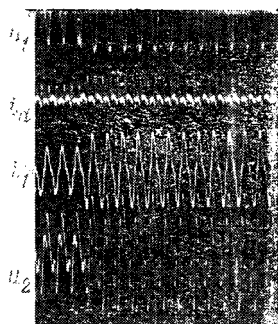
Переходный процесс при включении однофазного ТРПШ и при скачкообразном изменении его входного напряжения. После включения силовых обмоток ТРПШ наблюдается, как правило, сильный «всплеск» токов i_1 , i_2 и i_d и вторичного напряжения (рис. 2-6, а). При активно-индуктивной нагрузке «всплеск» больше, чем при чисто активной. Наибольшая величина ударного тока i_1 наблюдается тогда, когда до включения по какой-либо обмотке подмагничивания уже протекал ток. При включении на холостом ходу ТРПШ и АРПШ и $I_d = 0$ ударный первичный ток невелик — он значительно меньше, чем в соответствующем обычном трансформаторе. Силовые обмотки ТРПШ лучше всего включать до подачи

Рис. 2-6. Осциллограммы переходных процессов в ТРПШ.

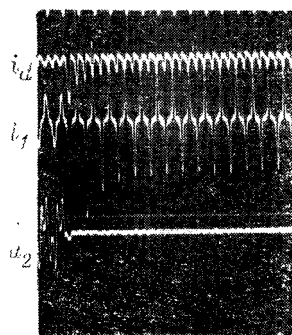
а — осциллограммы при включении ТРПШ; *б* — то же при скачкообразном изменении входного напряжения; *в* — то же при коротком замыкании; *г* — то же при сбросе нагрузки; *д* — то же при скачкообразном уменьшении сопротивления нагрузки; *е* — то же при скачкообразном изменении напряжения в цепи подмагничивания ТРПШ с одной обмоткой w_d .



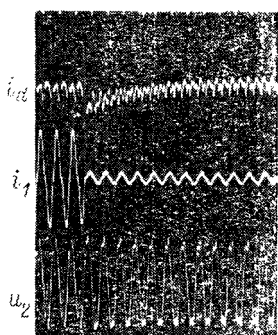
a)



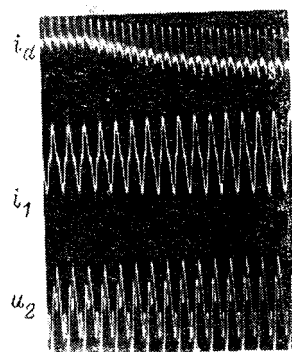
b)



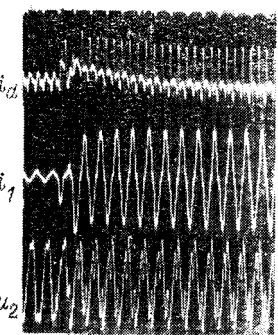
c)



d)



e)



f)

тока в любую из обмоток подмагничивания, либо одновременно с ней.

При скачкообразном изменении входного напряжения наблюдается «всплеск» первичного, вторичного и подмагничивающего тока в первый период после момента скачка (коммутации, рис. 2-6,б) с последующим плавным уменьшением величины этих токов при $K_{0.c} < 1$.

Величина «всплеска» зависит от целого ряда факторов: момента (фазы), в который произошел скачок, величины тока подмагничивания, сопротивления нагрузки и т. д. Как правило, «всплеск» невелик, однако у ТРПШ, работающего в качестве исполнительного органа системы автоматического регулирования, он может привести к значительным динамическим ошибкам. Снижение «всплеска» может быть достигнуто увеличением быстродействия ТРПШ или введением специальных контуров гибкой отрицательной обратной связи [Л. 63].

Переходный процесс при коротком замыкании и скачкообразном изменении сопротивления нагрузки однофазного ТРПШ. При внезапном коротком замыкании на выходе ТРПШ наблюдается «всплеск» токов i_1 , i_2 и i_d . В дальнейшем происходит плавное спадание величины этих токов до установившегося значения. Величина всплеска зависит, в основном, от величины тока подмагничивания. Особенно велик всплеск при номинальном подмагничивании. В этом режиме ударные значения токов i_1 и i_2 могут более чем в 2 раза превышать установившееся значение тока короткого замыкания (рис. 2-6,в). Значение последнего в ТРПШ и АРПШ меньше, чем в обычном трансформаторе. Объясняется это большим индуктивным сопротивлением последовательного элемента.

В ТРПШ мощностью в несколько киловольт-ампер ударный ток короткого замыкания при номинальном подмагничивании превышает номинальный не более чем в 5—8 раз (рис. 2-6,в). При внезапном коротком замыкании бросок тока в цепи подмагничивания при его начальном номинальном значении относительно меньше, чем в силовых цепях. Объясняется это тем, что при номинальном токе подмагничивания цепь подмагничивания имеет слабую индуктивную связь с силовой цепью. Броски тока в обмотках подмагничивания при внезапном коротком замыкании могут быть ослаблены приме-

нением компенсационной короткозамкнутой обмотки. При ее отсутствии следует выбирать вентили для мостов, питающих обмотки подмагничивания ТРПШ и АРПШ, с учетом возможного кратковременного броска тока, превышающего номинальный в 2—4 раза.

У ТРПД (рис. 1-12,а) и АРПД (рис. 1-12,б) значения ударных токов в цепях нагрузки и подмагничивания при коротком замыкании превышают номинальные значения в 10—30 раз. Поэтому для этих ПР следует выбирать вентили со значительным запасом.

При сбросе нагрузки наблюдается плавное увеличение выходного напряжения до нового установившегося значения (рис. 2-6,з). Скачкообразное небольшое изменение сопротивления нагрузки вызывает временный «всплеск» либо «провал» средних значений токов i_1 , i_2 i_d и напряжения u_2 . При уменьшении сопротивления нагрузки величины токов увеличиваются, а напряжение u_2 уменьшается (рис. 2-6,д).

Переходный процесс при скачкообразном изменении напряжения, приложенного к цепи подмагничивания. Процессы в цепях подмагничивания происходят по-разному в ТРПШ с одной обмоткой подмагничивания или с несколькими. В ТРПШ с одной обмоткой подмагничивания после скачкообразного изменения напряжения управления ток i_d плавно меняется. В ТРПШ с несколькими обмотками подмагничивания после скачкообразного изменения напряжения в одной из них ток в ней и в других обмотках и наводимые в них э. д. с. могут изменяться скачком. Изменение токов i_1 , i_2 и выходного напряжения u_2 происходит одинаково в обоих типах ПР — все они плавно увеличиваются или уменьшаются после скачкообразного изменения напряжения подмагничивания (рис. 2-6,е). Особенно сильные броски токов и э. д. с. в обмотках подмагничивания ПР наблюдаются при внезапном отключении напряжения на одной из них. Такой режим, в частности, эквивалентен случаям выхода из строя выпрямительных мостов, питающих обмотки подмагничивания, пробоя одного из силовых вентилях ТРПШ с внутренней обратной связью и, наконец, обрыва цепи одной из обмоток подмагничивания. Для уменьшения бросков токов и э. д. с. целесообразно применять короткозамкнутую компенсационную обмотку.

Переходные процессы в трехфазных ТРПШ. Переходные процессы при включении и скачкообразном изменении входного напряжения, при изменении сопротивления нагрузки или напряжения, приложенного к цепи подмагничивания, происходят в трехфазных ТРПШ с пофазным развязыванием цепи подмагничивания совершенно так же, как и в однофазных ТРПШ, хотя и отличаются по длительности. Минимальная длительность переходных процессов наблюдается у трехфазных ТРПШ с пофазным развязыванием при параллельном или автономном включении фазных цепей подмагничивания. В трехфазных ТРПШ с трехфазным развязыванием цепи подмагничивания переходные процессы при несимметричных аварийных режимах имеют некоторые особенности. В частности, при однофазном или двухфазном коротком замыкании, а также при отключении одной из фаз питающей сети, в цепи подмагничивания происходит сильный всплеск тока. Вентили выпрямительного моста должны быть выбраны с учетом этого обстоятельства.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ПОДМАГНИЧИВАЕМЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И АВТОТРАНСФОРМАТОРОВ

3-1. СТРУКТУРА ПОДМАГНИЧИВАЕМЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

Для возможности критического сравнения многочисленных конструкций ПР и определения наилучших из них проанализируем их структурные электрические схемы. Схема любого ПР, если пренебречь активными сопротивлениями и потерями в стали, состоит из индуктивностей — нерегулируемых и регулируемых подмагничиванием. Индуктивности ПР могут быть объединены в группы — элементы. Элемент составляют либо одна индуктивность, не связанная магнитным потоком с другими, либо индуктивности, связанные между собой, с коэффициентом связи, равным единице¹. Электриче-

¹ Индуктивности с коэффициентом связи, отличным от единицы, теоретически можно разбить на несколько индуктивностей с коэффициентами связи, равными нулю или единице [Л. 83].

ские схемы ПР представляют собой комбинацию только трех типов таких индуктивных элементов — последовательного, параллельного и последовательно-параллельного.

Докажем, что действительно возможны только три типа элементов с разными свойствами. Все напряжения и токи будем считать синусоидальными, а индуктивности электрической схемы ПР — линейными; эти допущения позволяют пользоваться методом наложения.

Классификацию элементов проведем в зависимости от того, как меняется на них напряжение при изменении сопротивления нагрузки ПР¹. Напряжение на какой-нибудь k -й индуктивности схемы равно:

$$\dot{U}_k = x_k b_{1k} \dot{U}_1 - x_k b_{2k} \dot{U}_2, \quad (3-1)$$

где x_k — сопротивление индуктивности;
 b_{1k} и b_{2k} — взаимные проводимости между входной или выходной ветвью ПР и его k -й ветвью при коротком замыкании на выходе;

$\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ — входное и выходное напряжения ПР.

Напряжение $\dot{U}_2$ в соответствии с теорией четырехполюсников равно:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \frac{Z_n b_{12}}{Z_n b_{22} + j}, \quad (3-2)$$

Z_n — сопротивление нагрузки ПР,

b_{12} — взаимная проводимость между входной и выходной ветвью ПР при $Z_n = 0$,

b_{22} — входная проводимость вторичной ветви.

Подставляя (3-2) в (3-1), можно получить зависимость падения напряжения U_k от относительного изменения сопротивления активной или активно-индуктивной нагрузки Z_n . Возможны, как это следует из векторной диаграммы рис. 3-1, только три варианта зависимостей:

- 1) U_k увеличивается с уменьшением Z_n (рис. 3-1, а);
- 2) U_k уменьшается или остается неизменным при уменьшении Z_n (рис. 3-1, б);
- 3) U_k с уменьшением Z_n сначала уменьшается, а затем увеличивается, меняя фазу на 180° (рис. 3-1, в).

¹ Напряжения на индуктивностях, входящих в один элемент, совпадают по фазе. Изменение напряжения на одной из них сопровождается таким же изменением напряжения на всех других.

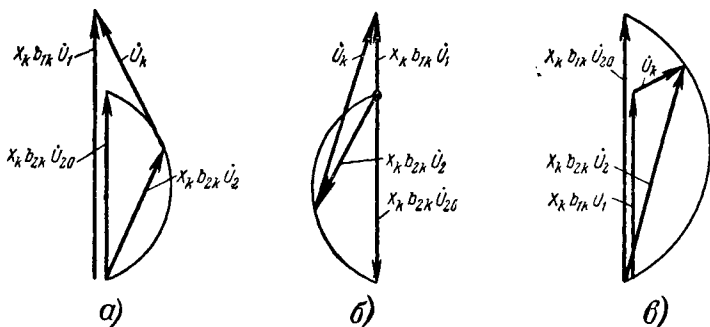


Рис. 3-1. Векторные диаграммы, иллюстрирующие зависимость U_k от Z_n .

а — диаграммы для последовательного элемента; *б* — то же для параллельного элемента; *в* — то же для последовательно-параллельного элемента.

Первый вариант имеет место при

$$0 < b_{12}b_{2k} < b_{22}b_{1k}, \quad (3-3)$$

второй — при

$$b_{2k} \leq 0, \quad (3-4)$$

третий — при

$$0 < b_{22}b_{1k} \leq b_{12}b_{2k}. \quad (3-5)$$

Подчеркнем, что, пользуясь теоремой вариации (60), можно доказать, что при изменении сопротивления x_k на какую-нибудь величину характер зависимости U_k от Z_n не изменится.

Можно также доказать, что при увеличении x_k у элемента, характеризуемого соотношением (3-3), уменьшается выходное напряжение ПР. Как видим, такой элемент ведет себя сходно с индуктивным сопротивлением, включенным последовательно с нагрузкой. Поэтому мы и назвали его последовательным, серийным элементом СЭ. Элемент, характеризуемый соотношением (3-4), сходен с индуктивностью, включенной параллельно нагрузке или входным зажимам. Поэтому он и назван параллельным элементом ПЭ. При уменьшении индуктивности элемента, характеризуемого соотношением (3-5), U_2 уменьшается, если Z_n больше определенной величины, и увеличивается, если Z_n меньше этой

величины. Этот элемент мы назвали последовательно-параллельным СПЭ.

Итак, схема любого ПР может содержать только три типа индуктивных элементов.

Схема ПР обязательно должна содержать СЭ. Одного ПЭ недостаточно. Действительно, пользуясь теоремой вариации, можно доказать, что при отсутствии последовательного элемента напряжение на зажимах нагрузки не изменяется при изменении сопротивлений других элементов схемы ПР. ПР со схемой, содержащей только СЭ, представляет собой обычный дроссель насыщения, включенный последовательно с нагрузкой. Такой ПР, очевидно, не пригоден для трансформации напряжения.

Трансформаторный подмагничиваемый регулятор должен содержать два элемента—СЭ и ПЭ (СПЭ). Анализ структуры ПР с многоэлементной схемой показал, что число элементов, равное двум, наиболее рационально. Дальнейшее увеличение числа элементов не приносит каких-либо преимуществ [Л. 94]. Исключение составляет оптимальная в ряде случаев трехэлементная схема ТРПД (рис. 1-12,а).

3-2. УНИВЕРСАЛЬНАЯ УЗЛОВАЯ СХЕМА

Основные свойства и характеристики ПР с одинаковой группой соединений идентичны и не зависят от его конструкции. Поэтому в дальнейшем теоретический анализ проводится только для ПР с разделенной конструкцией.

Для анализа работы ПР разделенной конструкции применим универсальную узловую схему. Она может быть получена из упрощенных схем замещения, составленных для каждой из трех групп однофазных ПР. Упрощенные схемы замещения легко могут быть получены из приведенных в первой главе электрических схем ПР (рис. 1-1, 1-2, 1-12,а), если пренебречь рассеянием и активным сопротивлением обмоток¹ и заменить параллельный трансформатор, или автотрансформатор, нере-

¹ Схемы замещения, а также универсальную узловую схему, можно построить и с учетом активных сопротивлений и индуктивностей рассеяния, однако анализ таких схем сложен, и мы ими не пользуемся.

гулируемым или регулируемым дросселем. При такой замене нужно, как и при составлении схемы замещения обычного трансформатора, привести к первичной стороне параметры вторичных цепей электрических схем по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} I'_2 &= \frac{I_2}{K_w}; \\ U'_2 &= U_2 K_w; \\ Z'_H &= Z_H K_w^2; \\ w'_{2c} &= w_{2c} K_w, \end{aligned} \right\} \quad (3-6)$$

где

$$K_w = \frac{w_{1H}}{w_{2H}}. \quad (3-7)$$

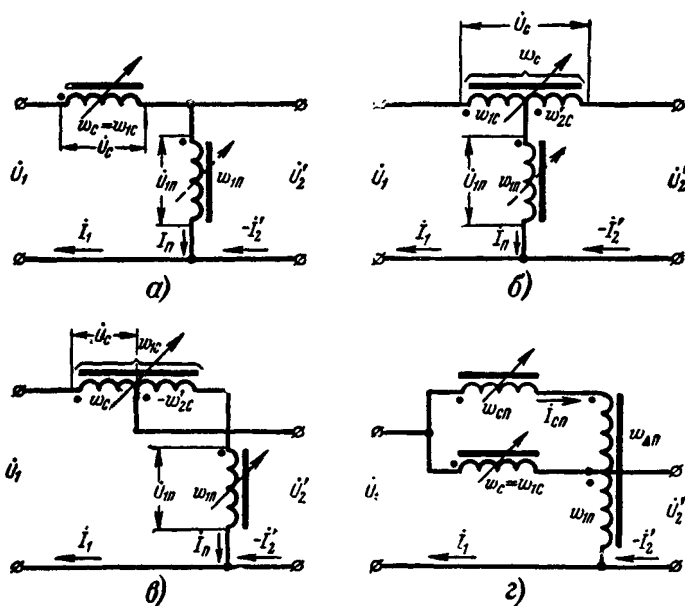


Рис. 3-2. Схемы замещения однофазных подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов.
а — схема ПР первой группы; б — второй группы; в — третьей группы; г — трехэлементного ТРПД (рис. 1-12, а).

Для повышающих АРПШ и АРПД $w_{2п} = w_{1п} + w_{\Deltaп}$; для понижающих $w_{1п} = w_{2п} + w_{\Deltaп}$; для схем ПР рис. 1-1, в и 1-2, в, $e K_w = 1$.

Упрощенные схемы замещения для всех трех групп однофазных ПР представлены на рис. 3-2, а, б и в. Сплошные стрелки на них показывают, что соответствующий элемент подмагничивается во всех исходных схемах, а пунктирные — только в некоторых из них.

На рис. 3-3 показана универсальная узловая схема [Л. 7], соответствующая упрощенным схемам замещения всех трех групп двухэлементных ПР. Она состоит из параллельного дросселя и последовательного элемента, обмотка которого имеет три зажима — зажим 1, подключенный к питающей сети, зажим 2 — подключенный к цепи нагрузки, и подвижной зажим 3, подключенный к параллельному элементу. Его положение характеризует коэффициент группы, определяемый как

$$K_{\Gamma} = w_{1c} / w_c, \quad (3-8)$$

где

$$w_c = w_{1c} + w'_{2c}. \quad (3-9)$$

В этих формулах w_{1c} и w'_{2c} — соответственно числа витков частей обмотки последовательного элемента между зажимами 1 и 3 или 3 и 2; w'_{2c} берется со знаком минус, если зажим 3 расположен правее зажима 2. Отметим, что такое положение соответствует схеме замещения ПР третьей группы.

Универсальная узловая схема замещения может быть использована и для анализа трехэлементного ТРПД

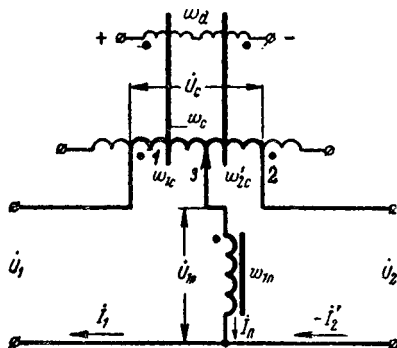


Рис. 3-3. Универсальная узловая схема.

(рис. 1-12,а). Для доказательства покажем, что схемы замещения ТРПД (рис. 3-2,з) и АРПД (рис. 3-2,в) идентичны. Основные уравнения ТРПД, полученные при пренебрежении намагничивающим током параллельного элемента, следующие:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 - \dot{U}'_2 &= \dot{I}_1 j\omega L_c - \dot{I}_{c.п} j\omega L_c; \\ \dot{U}_1 - \dot{U}'_2 \frac{\omega_{\Delta\pi} + \omega_{1\pi}}{\omega_{1\pi}} &= \dot{I}_{c.п} j\omega L_{c.п}. \end{aligned} \right\} \quad (3-10)$$

Основные уравнения для АРПД, с учетом того, что $\dot{I}_{\pi} = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2$, а ω'_{2c} взято со знаком плюс, такие:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 - \dot{U}'_2 &= \dot{I}_1 j\omega L_c + \dot{I}_{\pi} j\omega L_c \frac{\omega'_{2c}}{\omega_c}; \\ \dot{U}_1 - \dot{U}'_2 \frac{\omega_{1c}}{\omega'_{2c}} &= -\dot{I}_{\pi} j\omega L_{\pi} \frac{\omega_c}{\omega'_{2c}}. \end{aligned} \right\} \quad (3-11)$$

Уравнения (3-10) и (3-11) идентичны, так как можно принять, что

$$\left. \begin{aligned} \omega_{\pi}/\omega_{\Delta\pi} &= K_{\Gamma} - 1; \\ \dot{I}_{c.п} &= -\dot{I}_{\pi} (K_{\Gamma} - 1); \\ L_{c.п} &= L_{\pi}/(K_{\Gamma} - 1)^2. \end{aligned} \right\} \quad (3-11')$$

Приведенные уравнения показывают, что схемы замещения ТРПД и АРПД действительно идентичны.

3-3. АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ВНЕШНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОДНОФАЗНЫХ ТРПШ И АРПШ

Для расчета внешних характеристик воспользуемся универсальной узловой схемой замещения. Будем полагать, что параллельный элемент ПР — линейный, а последовательный — нелинейный. Для упрощения формул все напряжения, токи, магнитные потоки, а также параметры схемы приводятся в дальнейшем в специально подобранной системе относительных единиц [Л. 9, 20, 95]. Величины, выраженные в этой системе, напечатаны с горизонтальной черточкой над соответствующими буквенными обозначениями. В качестве основных, базисных единиц выбраны — индукция B_0 , напряженность

поля H_6 и частота f_6 , равная частоте сети. Кривую намагничивания сердечника последовательного элемента (шунта) аппроксимируем гиперболическим синусом:

$$H = \alpha \operatorname{sh} \beta B. \quad (3-12)$$

При таком способе аппроксимации удобно выбрать

$$H_6 = \alpha; \quad B_6 = \frac{1}{\beta}.$$

Для подмагничиваемых трансформаторов, выполненных из стали Э310,

$$H_6 = 4 \div 7 \text{ а/м}; \quad B_6 = 0,18 \div 0,25 \text{ тл}.$$

Тогда кривая намагничивания аппроксимируется в относительных единицах следующим образом:

$$\bar{H} = \operatorname{sh} \bar{B}. \quad (3-12')$$

Все величины в выбранной системе относительных единиц могут быть представлены в виде:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u} &= u / 2\pi f_6 \omega B_6 Q_{\text{ш}}; \\ \bar{i} &= \bar{F} = \bar{H} = i\omega / H_6 l_{\text{ш}} = H / H_6; \\ \bar{B} &= \bar{\Phi} = B Q_{\text{ш}} / B_6 Q_{\text{ш}}; \\ \bar{Z}_{\text{н}} &= Z_{\text{н}} H_6 l_{\text{ш}} / 2\pi f_6 \omega^2 B_6 Q_{\text{ш}}; \\ \bar{r} &= r H_6 l_{\text{ш}} / 2\pi f_6 \omega^2 B_6 Q_{\text{ш}}; \\ \bar{x} &= \bar{L} = x H_6 l_{\text{ш}} / 2\pi f_6 \omega^2 B_6 Q_{\text{ш}}; \\ \bar{t} &= 2\pi f_6 t, \end{aligned} \right\} \quad (3-13).$$

где ω — число витков соответствующей обмотки. Для цепи переменного тока $\omega = \omega_c$, для цепи подмагничивания $\omega = \omega_d$.

$Q_{\text{ш}}$ и $l_{\text{ш}}$ — активная площадь поперечного сечения и длина средней силовой линии сердечника СЭ.

Для последовательного элемента справедливы следующие равенства:

$$\bar{B}_{\text{ш}} = \bar{\Phi}_{\text{ш}}; \quad \bar{i}_{\text{ш}} = \bar{H}_{\text{ш}} = \bar{F}_{\text{ш}}.$$

При расчете естественной внешней характеристики ТРПШ будем учитывать только падение напряжения, обусловленное переменным магнитным потоком шунта. При расчете полагаем известными величины $\bar{x}_n$, $\bar{U}_1$ и $\bar{I}_d$. Эти величины могут быть определены по формулам (3-13), если известны размеры, обмоточные данные ТРПШ, марка стали и тип его магнитопровода. Расчет следует проводить в два этапа. На первом — рассчитывается зависимость между первыми гармониками вторичного напряжения $\bar{U}_{2(1)}$ и тока $\bar{I}_{2(1)}$. При этом предполагается, что высших гармоник в цепи нет. На втором этапе рассчитывается зависимость между действующими значениями вторичного напряжения и тока ($\bar{U}_2$ и $\bar{I}_2$) с учетом их третьих (см. § 2-6) гармоник $\bar{U}_{2(3)}$ и $\bar{I}_{2(3)}$, т. е. по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_2 &= \sqrt{\bar{U}_{2(1)}^2 + \bar{U}_{2(3)}^2}; \\ \bar{I}_2 &= \sqrt{\bar{I}_{2(1)}^2 + \bar{I}_{2(3)}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3-14)$$

Выведем сначала основные формулы, необходимые для расчета $\bar{U}_{2(1)}$ и $\bar{I}_{2(1)}$, а затем формулы для определения $\bar{U}_{2(3)}$ и $\bar{I}_{2(3)}$.

а) Вывод формул для определения $\bar{U}_{2(1)}$ и $\bar{I}_{2(1)}$. Для определения основных гармоник вторичного напряжения и тока составим сначала систему уравнений для универсальной узловой схемы замещения. При составлении уравнений не будем учитывать высшие гармоники токов и напряжений. При этом система уравнений имеет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= j\omega \dot{I}_{1(1)} (K_\Gamma^2 L_c + L_n) + \\ &+ j\omega \dot{I}'_{2(1)} [L_n - K_\Gamma (1 - K_\Gamma) L_c]; \\ \dot{U}'_{2(1)} &= \dot{I}'_{2(1)} Z'_n = j\omega \dot{I}_{1(1)} [L_n - K_\Gamma (1 - K_\Gamma) L_c] + \\ &+ j\omega [L_n + (1 - K_\Gamma)^2 L_c] \dot{I}'_{2(1)}, \end{aligned} \right\} \quad (3-15)$$

где L_n — индуктивность параллельного дросселя;
 L_c — индуктивность последовательного элемента.

Подставляя в системе (3-15) все величины в относительных единицах, получим следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\bar{U}}_{2(1)} &= \dot{\bar{I}}_{2(1)} \bar{Z}_H = \frac{\dot{\bar{U}}_1 (K_L^2 + K_L - K_T) K_Z e^{j\varphi_H}}{j + (K_L + K_T^2) K_Z e^{j\varphi_H}}; \\ \dot{\bar{U}}_{c(1)} &= \dot{\bar{U}}_1 - \dot{\bar{U}}_{2(1)} = -j \dot{\bar{I}}_{2(1)} \bar{x}_c + \frac{K_T \dot{\bar{U}}_{H(1)}}{K_L}, \end{aligned} \right\} \quad (3-16)$$

где

$$K_L = \frac{L_H}{L_c} = \frac{x_H}{x_c} = \frac{\bar{x}_H}{\bar{x}_c}; \quad K_Z = \frac{Z'_H}{x_H} = \frac{\bar{Z}_H}{\bar{x}_H}. \quad (3-17)$$

Величины $\bar{x}_c$ и K_L нелинейны, они зависят от первой гармоники падения напряжения $\bar{U}_{c(1)}$ на обмотке w_c и тока подмагничивания $\bar{I}_d$. Величину $\bar{U}_{c(1)}$ выбираем в качестве задающего параметра при расчете.

Определим зависимость $\bar{x}_c$ от $\bar{U}_{c(1)}$ и $\bar{I}_d$. Воспользовавшись формулой (3-12'), для каждого сердечника последовательного элемента можно записать:

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_c + \bar{i}_d &= \text{sh}(\bar{\Phi}_{ш} + \bar{\Phi}_d); \\ \bar{i}_c - \bar{i}_d &= \text{sh}(\bar{\Phi}_{ш} - \bar{\Phi}_d), \end{aligned} \right\} \quad (3-18)$$

где $\bar{i}_c$ и $\bar{i}_d$ — мгновенные результирующие значения н. с. обмоток переменного тока последовательного элемента и соответственно обмоток подмагничивания, $\bar{\Phi}_{ш}$ и $\bar{\Phi}_d$ — переменная и постоянная составляющие потоков шунта.

Поток $\bar{\Phi}_{ш}$, если пренебречь высшими гармониками, можно принять равным:

$$\bar{\Phi}_{ш} = \bar{\Phi}_{шm} \cos \bar{t}. \quad (3-19)$$

В свою очередь $\bar{\Phi}_{шm}$ равен:

$$\bar{\Phi}_{шm} = \bar{U}_{c(1)} \sqrt{2}. \quad (3-20)$$

Подставим выражения (3-19) и (3-20) в формулы (3-18) и определим действующие значения $\bar{I}_c$ и $\bar{I}_d$. Для

этого воспользуемся известными формулами разложения [Л. 89]:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{sh}(x \cos \alpha) &= 2 \sum_{\nu}^{\infty} Y_{2k+1}(x) \cos(2k+1)\alpha; \\ \operatorname{ch}(x \cos \alpha) &= Y_0(x) + 2 \sum_{\nu}^{\infty} Y_{2k}(x) \cos 2k\alpha, \end{aligned} \right\} \quad (3-21)$$

где $Y_m(x)$ — функция Бесселя m -го порядка от чисто мнимого аргумента [Л. 89]*.

Из формул (3-18), (3-19), (3-20) и (3-21) получаем:

$$\bar{x}_c = \frac{\bar{U}_c}{\bar{I}_c} = 0,5 \bar{U}_{cm(1)} : [Y_1(\bar{U}_{cm(1)}) \sqrt{1 + \bar{I}_d^2 / Y_0^2(\bar{U}_{cm(1)})}]. \quad (3-22)$$

На рис. 3-4,а приведено семейство зависимости $\bar{x}_c = f(\bar{U}_{cm(1)})$ при различных значениях тока подмагничивания $\bar{I}_d$.

Из выражения (3-16) находим следующие зависимости $\bar{U}_{2(1)}$ и $\bar{I}_{2(1)}$ от $\bar{U}_{c(1)}$:

$$\bar{U}_{2(1)} = \frac{\bar{U}_1 K_Z (K_L + K_\Gamma^2 - K_\Gamma)}{\sqrt{(K_L + K_\Gamma^2)^2 K_Z^2 + 2(K_L + K_\Gamma^2) K_Z \sin \varphi_n + 1}}; \quad (3-23)$$

$$\bar{I}_{2(1)} = \bar{U}_{2(1)} / K_Z \bar{x}_c. \quad (3-24)$$

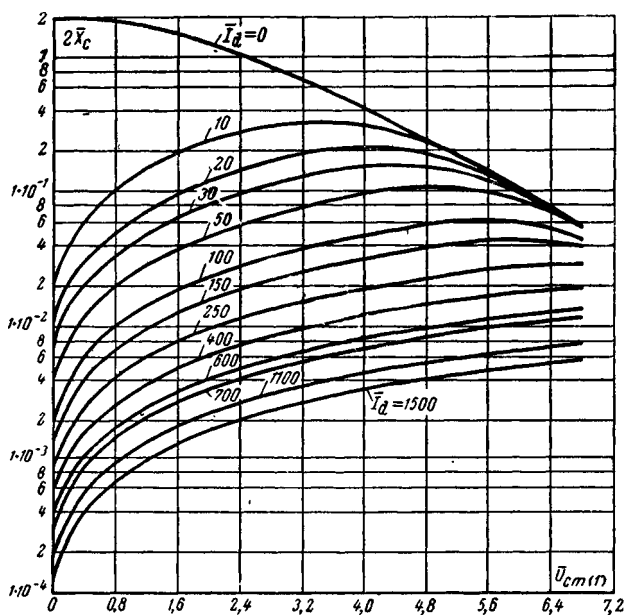
Величина K_Z , входящая в эти формулы, определяется из выражения

$$\begin{aligned} K_Z = & \frac{K_\Gamma \bar{U}_1^2 - (K_L + K_\Gamma^2) \bar{U}_{c(1)}^2}{\bar{U}_{c(1)}^2 (K_L + K_\Gamma^2)^2 - \bar{U}_1^2 K_\Gamma^2} \sin \varphi_n + \\ & + \sqrt{\frac{[\bar{U}_1^2 K_\Gamma - (K_L + K_\Gamma^2) \bar{U}_{c(1)}]^2 \sin^2 \varphi_n}{[\bar{U}_{c(1)}^2 (K_L + K_\Gamma^2)^2 - \bar{U}_1^2 K_\Gamma^2]^2}} + \dots \rightarrow \\ & \leftarrow \dots + \frac{\bar{U}_1^2 - \bar{U}_{c(1)}^2}{\bar{U}_{c(1)}^2 (K_L + K_\Gamma^2)^2 - K_\Gamma^2 \bar{U}_1^2}. \end{aligned} \quad (3-25)$$

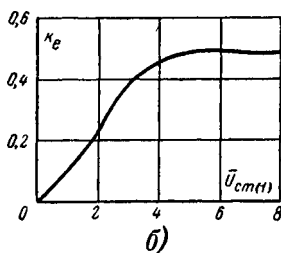
* В математической литературе эта функция обычно записывается в виде $I_m(x)$.

По формулам (3-23), (3-24) и (3-25) можно, задаваясь различными значениями $\bar{U}_{cm(1)}$, определить зависимость $\bar{U}_{2(1)}$ от $\bar{I}_{2(1)}$.

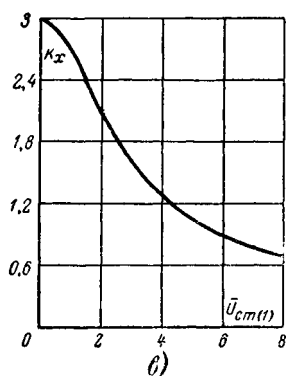
б) Вывод формул для определения гармоник вторичного напряжения и тока. Изла-



а)



б)



в)

Рис. 3-4. Зависимости величин $\bar{x}_c$, K_e и K_x от $\bar{U}_{cm(1)}$; а — зависимость $\bar{x}_c = f(\bar{U}_{cm(1)})$; б — $K_e = f(\bar{U}_{cm(1)})$; в — $K_x = f(\bar{U}_{cm(1)})$.

гаемый ниже метод определения третьих гармоник основан на том положении, что единственным источником высших гармоник в цепи является нелинейный элемент [Л. 20]. В ТРПШ и АРПШ таким элементом является СЭ. Мы допускаем, кроме того, что третья гармоника намагничивающей силы, действующей на сердечник СЭ, не влияет на основную гармонику потока в нем. Это допущение не приводит к существенным погрешностям при активной или активно-индуктивной нагрузке. Воспользовавшись известным методом [Л. 20], заменим последовательный элемент эквивалентным генератором тока тройной частоты. Такой генератор имеет э. д. с. $e_{(3)}$, зависящую от основной гармоники индукции в шунте, и внутреннее индуктивное сопротивление, зависящее как от индукции в шунте, так и от тока подмагничивания. Рассматривая воздействие генератора на выходную цепь ПР, можно определить отношение действующего значения третьей гармоники выходного напряжения $U_{2(3)}$ к действующему значению первой гармоники $U_{2(1)}$ и, в конечном счете, коэффициент гармоник.

Приведем основные соотношения, позволяющие воспользоваться указанным выше методом. Падение напряжения на обмотке ω_c и ток в ней содержат лишь основную и третью гармоники, так как мы пренебрегли прочими гармониками:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_c &= \bar{U}_{cm(1)} \sin \bar{t} - \bar{U}_{cm(3)} \sin (3\bar{t} - \psi_3); \\ \bar{i}_c &= \bar{I}_{cm(1)} \sin (\bar{t} - \varphi_1) - \bar{I}_{cm(3)} \sin (3\bar{t} - \psi_3 - \varphi_3). \end{aligned} \right\} \quad (3-26)$$

Поток $\bar{\Phi}_{III}$ содержит основную и третью гармоники:

$$\begin{aligned} \bar{\Phi}_{III} &= \int \bar{u}_c d\bar{t} = -\bar{U}_{cm(1)} \cos \bar{t} + \\ &+ 0,33\bar{U}_{cm(3)} \cos (3\bar{t} - \psi_3). \end{aligned} \quad (3-27)$$

Решаем совместно уравнения (3-26), (3-27) и (3-18) и приравниваем основные, третьи гармоники и постоянные составляющие правой и левой части. Переходя для третьей гармоники к комплексной форме записи и пренебрегая малыми членами, можно получить следующее

выражение для действующего значения тока третьей гармоники в обмотке шунта:

$$\begin{aligned} \dot{I}_3 = j\sqrt{2} \left[Y_0 \left(\frac{\bar{U}_{cm(3)}}{3} \right) Y_3 (\bar{U}_{cm(1)}) - \right. \\ \left. - Y_1 \left(\frac{\bar{U}_{cm(3)}}{3} \right) Y_0 (\bar{U}_{cm(1)}) e^{-j\psi_3} \right] \operatorname{ch} \bar{\Phi}_d. \end{aligned} \quad (3-28)$$

Из этой формулы вытекают следующие выражения для определения действующего значения э. д. с. эквивалентного генератора тройной частоты $\bar{E}_{(3)}$ и его внутреннего индуктивного сопротивления $\bar{x}_{c(3)}$ *:

$$Y_0 \left(\frac{\sqrt{2} \bar{E}_{(3)}}{3} \right) : Y_1 \left(\frac{\sqrt{2} \bar{E}_{(3)}}{3} \right) = Y_0 (\bar{U}_{cm(1)}) : Y_3 (\bar{U}_{cm(1)}); \quad (3-29)$$

$$x_{c(3)} \approx 3/Y_0 (\bar{U}_{cm(1)}) \sqrt{1 + \bar{I}_d^2/Y_0^2 (\bar{U}_{cm(1)})}. \quad (3-30)$$

На рис. 3-4,б показана зависимость $K_e = E_{(3)}/U_{c(1)} = f(\bar{U}_{cm(1)})$, рассчитанная по формуле (3-29). Легко заметить, что для значений $\bar{U}_{cm(1)} > 5$ можно принять:

$$\bar{E}_{(3)} \approx 0,5 \bar{U}_{c(1)}. \quad (3-31)$$

Из формул (3-22) и (3-30) следует:

$$K_x = \bar{x}_{c(3)}/\bar{x}_c = 6Y_1 (\bar{U}_{cm(1)})/\bar{U}_{cm(1)} Y_0 (\bar{U}_{cm(1)}). \quad (3-32)$$

На рис. 3-4,в построена зависимость $K_x = f(\bar{U}_{cm(1)})$. Пользуясь формулами (3-28), (3-29) и (3-30), можно построить для ТРПШ и АРПШ схему замещения для расчета третьих гармоник напряжения и тока (рис. 3-5,а).

Определение третьих гармоник вторичного тока и напряжения следует проводить по следующим форму-

* Строго говоря, величину $\bar{E}_{(3)}$, определяемую по формуле (3-29), и величину $\bar{x}_{c(3)}$, определяемую из формулы (3-30), следовало бы разделить на коэффициент, зависящий от $\bar{U}_{cm(3)}$ [Л. 20]. Однако для активной и активно-индуктивной нагрузки и $\bar{U}_{cm(1)} < 8$ можно принять этот коэффициент равным единице.

лам, составленным на основании схемы замещения ТРПШ для третьих гармоник (рис. 3-5,а):

$$\begin{aligned} \bar{I}_{2(3)} = & K_e \bar{U}_{c(1)} / \bar{x}_c \sqrt{K_x^2 + 2K_Z(3K_L + K_x K_\Gamma^2)} \times \dots \rightarrow \\ \leftarrow \dots & \times K_x \sin \varphi_H + K_Z^2 (3K_L + K_x K_\Gamma^2)^2 \frac{(8 \sin^2 \varphi_H + 1)}{9}; \quad (3-33) \end{aligned}$$

$$\bar{U}_{2(3)} = \bar{I}_{2(3)} \bar{x}_L K_Z \sqrt{1 + 8 \sin^2 \varphi_H}. \quad (3-34)$$

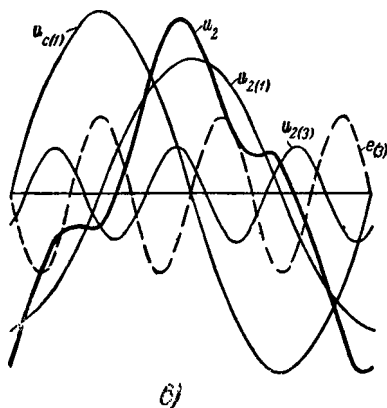
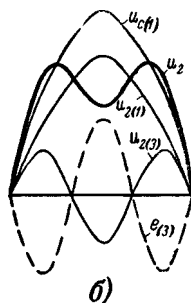
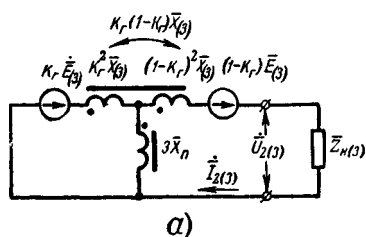


Рис. 3-5.

а — схема замещения для расчета третьей гармоники выходного напряжения; б — анализ формы кривой выходного напряжения при активной нагрузке; в — анализ формы кривой выходного напряжения при активно-индуктивной нагрузке.

Задаваясь различными значениями $\bar{U}_{c(1)}$, можно определить $\bar{U}_{2(1)}$, $\bar{U}_{2(3)}$, $\bar{I}_{2(1)}$ и $\bar{I}_{2(3)}$ и, следовательно, построить внешнюю характеристику ТРПШ и АРПШ.

На рис. 3-6 приведены расчетные зависимости $\bar{U}_2$ от $\bar{I}_2$ для $\cos \varphi_H = 1$, $K_T = 1$, $\bar{U}_{1m} = 7$, $\bar{x}_H = 0,1$.

Эти зависимости очень близки к экспериментальным внешним характеристикам (рис. 2-2,а).

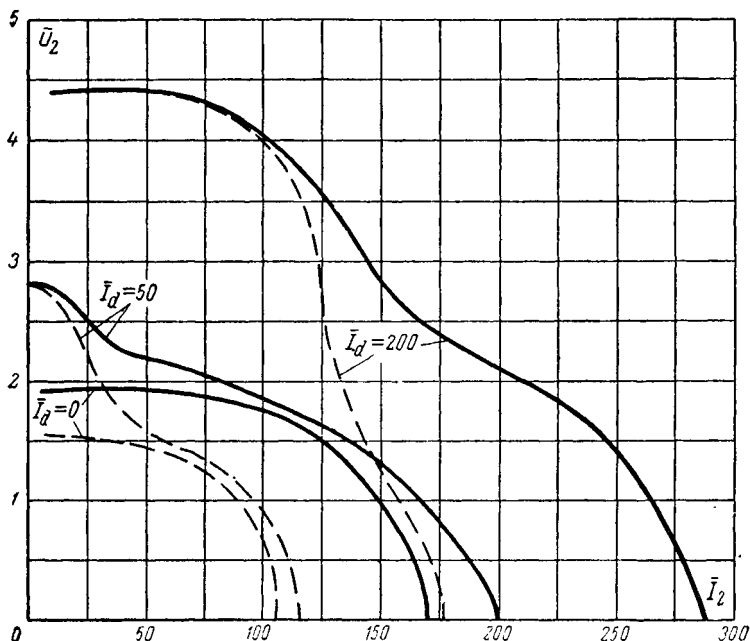


Рис. 3-6. Расчетные внешние характеристики ТРПШ.

3-4. АНАЛИЗ ФОРМЫ КРИВОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ОДНОФАЗНЫХ ТРПШ И АРПШ

В кривой выходного напряжения однофазных ПР с неглубоким регулированием из всех высших гармоник целесообразно (§ 2-6) учитывать лишь третью. Для рассмотрения вопросов, связанных с формой кривой выходного напряжения таких ПР, воспользуемся методом определения третьих гармоник, изложенным в § 3-3. Пренебрегая намагничивающим током параллельного элемента, можно написать следующее выражение для

определения коэффициента гармоник выходного напряжения:

$$K_e = \sqrt{\frac{K_r = \frac{1 + 8 \sin^2 \varphi_n}{K_x^2 + 6 \sin \varphi_n K_x U_{2(1)}/U_{c(1)} + U_{c(1)}^2/U_{2(1)}^2 (1 + 8 \sin^2 \varphi_n)}}{(3-35)}$$

Пользуясь этой формулой, а также кривыми, приведенными на рис. 3-4, можно определить зависимость коэффициента гармоник от различных факторов.

При большем значении тока I_d форма кривой U_2 ближе к синусоиде, чем при меньшем значении I_d . Это происходит по двум причинам. Основная из них заключается в том, что при большем I_d меньше падение напряжения $U_{c(1)}$ и, следовательно, меньше э. д. с. тройной частоты $e_{(3)}$. Вторая причина следующая: при росте первой гармоники индукции в шунте, пропорциональной $U_{c(1)}$, внутреннее индуктивное сопротивление для третьей гармоники, как это вытекает из графика рис. 3-4, в, уменьшается быстрее, чем индуктивное сопротивление последовательного элемента для основной гармоники. Это обстоятельство приводит к дополнительному снижению $U_{2(3)}$ с ростом тока I_d .

С помощью изложенного выше метода нетрудно объяснить, почему при индуктивной нагрузке осциллограмма выходного напряжения имеет провал, а при активной — пикообразная. Рассмотрим построение, данное на рис. 3-5, б и в. Кривые основных гармоник $u_{c(1)}$ и $u_{2(1)}$ при активной нагрузке сдвинуты на 90° , а при индуктивной совпадают по фазе. Э. д. с. тройной частоты $e_{(3)}$, как это следует из (3-26) и (3-28), проходит через нуль (в один из трех полупериодов) одновременно с основной гармоникой напряжения $u_{c(1)}$ и после этого имеет направление, противоположное последней. Третья гармоника выходного напряжения $u_{2(3)}$ при индуктивной нагрузке сдвинута на 180° тройной частоты относительно этой э. д. с. Следовательно, в первую и последнюю треть полупериода основной частоты $u_{2(1)}$ и $u_{2(3)}$ складываются, а во второй трети — вычитаются. Этим и объясняется провал в кривой выходного напряжения u_2 (рис. 3-5, б). При чисто активной нагрузке третья гармоника выходного напряжения $u_{2(3)}$ сдвинута относительно

$\dot{e}_{(3)}$ на угол $180^\circ < \psi_3 < 270^\circ$ тройной частоты. Нетрудно заметить, что в первую и последнюю треть положительного полупериода основной частоты $u_{2(3)}$ вычитается из $u_{2(1)}$, а во вторую треть складывается, и кривая результирующего напряжения действительно носит пикообразный характер.

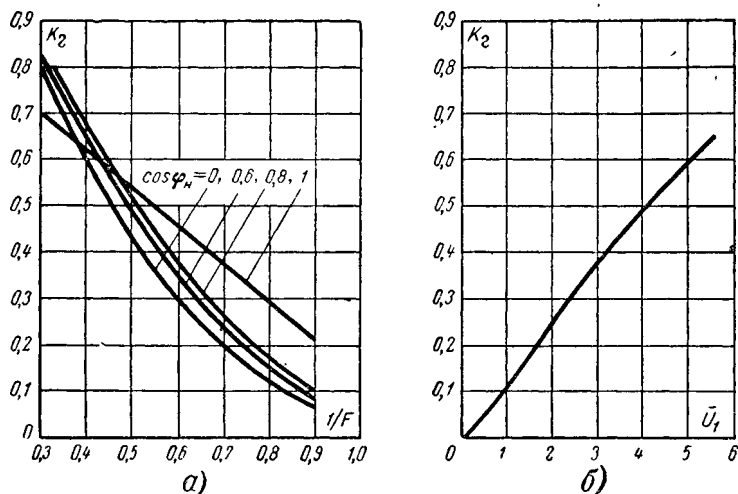


Рис. 3-7.

а — зависимость коэффициента гармоник от глубины регулирования;
б — от $\bar{U}_1$.

Нетрудно также доказать, что у ПР с большой глубиной регулирования коэффициент гармоник при минимальном I_d выше, чем у ПР с малой глубиной регулирования. Действительно, у последнего падение напряжения на последовательном элементе относительно меньше, чем у ПР с большой глубиной регулирования, и, как это вытекает из формулы (3-35) и кривых рис. 3-4, соответственно меньше и действующее значение третьей гармоники напряжения.

На рис. 3-7,а приведены зависимости коэффициента гармоник от глубины регулирования ПР при наименьшем I_d и значении $\bar{U}_{cm(1)} = 7$, рассчитанные по формуле (3-35) для различных значений $\cos \varphi_n$ нагрузки. Заметим, что для шунта, набранного из стали Э310, $\bar{U}_{cm(1)} = 7$ в том случае, если амплитуда первой гармоники индук-

ции в шунте равна $B_{шм(')} = 1,5 - 1,6$ тл. Все расчетные значения K_r совпадают с экспериментальными. Из кривых рис. 3-7,а следует также, что при активно-индуктивной нагрузке с малым $\cos \varphi_n$ и при $1/F < 0,4$ K_r больше, чем при нагрузке с большим значением $\cos \varphi_n$.

Для ПР с глубоким регулированием выходного напряжения ($F > 3$) следует определять K_r с учетом не только третьей, но и других высших гармоник, т. е. по формуле (2-3). В таких ПР при отсутствии подмагничивания сердечника СЭ можно полагать, что $u_c \approx u_1$. Пренебрегая намагничивающим током параллельного элемента $i_{ш}$, можно записать:

$$\bar{i}_2 = \text{sh}(\bar{U}_{1m} \cos \bar{t}) = 2 \sum_0^{\infty} Y_{2k+1}(\bar{U}_{1m}) \cos(2k+1)\bar{t}.$$

Напряжение на активно-индуктивной нагрузке в этом случае равно:

$$\begin{aligned} \bar{u}_2 = \bar{i}_2 \bar{R}_n + \bar{L}_n \frac{d\bar{i}_2}{d\bar{t}} = 2 \sum_0^{\infty} Y_{2k+1} \times \\ \times (\bar{U}_{1m}) \sqrt{R_n^2 + (2k+1)^2 \bar{L}_n^2} \cos[(2k+1)\bar{t} - \psi_k]. \end{aligned} \quad (3-36)$$

Из формул (2-3) и (3-36) следует, что коэффициент гармоник K_r при чисто активной нагрузке меньше, чем при активно-индуктивной, и определяется следующим выражением:

$$K_r = \sqrt{\frac{Y_3(2\bar{U}_{1m}) - 1}{4Y_1^2(\bar{U}_{1m})}} - 1. \quad (3-37)$$

На графике рис. 3-7,б изображена зависимость $K_r = f(\bar{U}_{1m})$ для ПР с глубоким регулированием при активной нагрузке и $I_d = 0$, полученная на основании формулы (3-37). Как видим, даже при $\bar{U}_1 = 1,5$, что соответствует при стали Э310 индукции в шунте порядка $B_{ш}$ (0,4 — 0,45) тл, коэффициент гармоник достигает величины $K_r = 18,5\%$.*

* Заметим, что в случае $F > 3$ погрешность при определении K_r по формуле (3-35) составляет не более 5% по отношению к значениям K_r , определенным по формуле (3-37).

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ РАСЧЕТА ПОДМАГНИЧИВАЕМЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И АВТОТРАНСФОРМАТОРОВ

4.1. ОПТИМАЛЬНЫЕ СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ ГЕОМЕТРИЧЕСКИМИ РАЗМЕРАМИ ПР

Найдем расчетные соотношения между основными размерами оптимального однофазного ТРПШ разделенной конструкции. Оптимальным будем считать ПР, имеющий минимальный вес при заданных допустимых пределах значений удельных тепловых потоков через боковую поверхность обмоток и магнитной индукции в сердечнике. Ниже рассматриваются соотношения для ПР с выходной мощностью от нескольких *кВа* до нескольких десятков *кВа*, имеющие цилиндрические обмотки, разделенные охлаждающими каналами, и прямоугольные поперечные сечения стержней сердечников (рис. 1-3, *а* и *б*). Определим, как зависит активное поперечное сечение обмоток $w_{1п}$, $w_{2п}$, $w_{\Delta п}$, $w_{1с}$, $w_{2с}$, $w_{\Delta с}$ и w_d , расположенных на одном стержне, от электрических и магнитных нагрузок. Воспользуемся известными формулами для э. д. с. и удельных тепловых потоков:

$$E = 4K_{\Phi} f w B_m Q [\text{в}];$$

$$q_{\tau} = \frac{\Delta P}{K_{\tau} \Pi} = \frac{\rho l_w w I^2}{s K_{\tau} l_w h n_{\tau}} [\text{вт}/\text{м}^2],$$

где ΔP — потери в данной обмотке, *вт*; Π — поверхность охлаждения; l_w — средняя длина витка обмотки; K_{τ} — коэффициент, учитывающий закрытие части боковой поверхности обмотки; n_{τ} — число охлаждающих поверхностей, s — сечение проводника обмотки; h — высота обмотки.

Активные поперечные сечения обмоток:

$$\left. \begin{aligned} Q_{кп} &= \frac{\rho}{q_{\tau.п}} \frac{(I_{кп} E_{кп})^2}{h_{\Gamma} Q_{\Gamma}^2 (4K_{\Phi} f B_{\Gamma} K_1)^2}; \\ Q_c &= \frac{\rho}{q_{\tau.с}} \frac{(I_c E_c)^2}{h_{\text{Ш}} Q_{\text{Ш}}^2 (4K_{\Phi} f B_{\text{Ш}} K_2)^2}; \\ Q_d &= K_d^2 Q_c \frac{K_{\tau.с} n_{\tau.с} q_{\tau.с}}{K_{\tau d} n_{\tau d} q_{\tau d}}. \end{aligned} \right\} \quad (4-1)$$

В этих формулах: $Q_{\text{кп}}$ — активное поперечное сечение какой-либо обмотки параллельного элемента $w_{\text{кп}}$, т. е. $w_{1\text{п}}$, $w_{2\text{п}}$ или $w_{\Delta\text{п}}$; Q_d — суммарное активное сечение обмоток подмагничивания w_d ; Q_c — суммарное активное поперечное сечение обмоток переменного тока последовательного элемента ПР; $I_{\text{кп}}$, I_c , $E_{\text{кп}}$ и E_c — наибольшие расчетные значения токов, протекающих по соответствующим обмоткам, и э. д. с., наводимые в них; B_r и $B_{\text{ш}}$ — амплитуды переменной индукции в главном сердечнике и шунте, тл; Q_r и $Q_{\text{ш}}$ — активные поперечные сечения стержней главного сердечника и шунта; K_1 и K_2 — „коэффициенты конструкции“ ПЭ и СЭ (для броневой конструкции рис. 1-3, б $K_1=1$; $K_2=2$, а для стержневой рис. 1-3, а $K_1=2$, $K_2=4$); K_d — коэффициент подмагничивания, равный отношению F_d/F_c ; $q_{\text{т.п}}$ и $q_{\text{тс}}$ — усредненные значения удельных тепловых потоков через боковые поверхности обмоток ПЭ и СЭ, определяемые из формул:

$$q_{\text{т.п}} = \frac{1}{\Sigma \frac{1}{K_{\text{т.пк}} n_{\text{т.пк}} q_{\text{т.пк}}}};$$

$$q_{\text{тс}} = \frac{0,5(1 + K_d)^2}{\left[\frac{1}{K_{\text{т.с}\sim} q_{\text{т.с}\sim} n_{\text{т.с}\sim}} + \frac{K_d^2}{K_{\text{тд}} n_{\text{тд}} q_{\text{тд}}} \right]},$$

где $q_{\text{ткп}}$, $q_{\text{тс}\sim}$, $q_{\text{тд}}$ — удельные тепловые потоки через боковые поверхности соответствующих обмоток, $\text{вт}/\text{м}^2$; $K_{\text{тс}\sim}$, $K_{\text{тд}}$ — коэффициенты, характеризующие закрытие рейками части поверхности, $n_{\text{ткп}}$, $n_{\text{тс}\sim}$, $n_{\text{тд}}$ — число охлаждающих поверхностей.

Из выражений (4-1) можно найти соотношения между основными размерами окон сердечников и размерами главного стержня:

$$\left. \begin{aligned} a_r b_r \sqrt{c_r} h_r g'_o g'_c &= A_r; \\ a_{\text{ш}} b_{\text{ш}} \sqrt{c_{\text{ш}}} h_{\text{ш}} g'_o g'_c &= A_c. \end{aligned} \right\} \quad (4-2)$$

В этих формулах a_r , b_r , c_r , h_r — размеры окна и главного стержня сердечника ПЭ (рис. 1-3, а и б) в м; $a_{\text{ш}}$, $b_{\text{ш}}$, $c_{\text{ш}}$ и $h_{\text{ш}}$ — то же для сердечника СЭ в м; g'_o и g'_c —

„удельные веса“ обмотки и сердечника с учетом коэффициентов заполнения, определяемые из формул:

$$\left. \begin{aligned} g'_o &= g_o K_o; \\ g'_c &= g_c K_c, \end{aligned} \right\} \quad (4-3)$$

где g_o и g_c — удельный вес материала провода обмотки и стали; K_o и K_c — коэффициенты заполнения обмоточного пространства и сердечника; A_n и A_c — конструктивные постоянные для ПЭ и СЭ, равные:

$$\left. \begin{aligned} A_n &= \sqrt{\frac{\rho K_o}{K_1 q_{т.н}}} \frac{S_n g_o g_c}{4 K_\phi f B_\Gamma}; \\ A_c &= \sqrt{\frac{\rho K_o}{K_2 q_{т.с}}} \frac{S_c g_o g_c}{4 K_\phi f B_{III}}. \end{aligned} \right\} \quad (4-4)$$

В формуле (4-4) S_n и S_c — расчетные мощности параллельного и последовательного элементов, определяемые по формулам:

$$\left. \begin{aligned} S_n &= 0,5 \Sigma I_{кп} E_{кп}, \\ S_c &= 0,5 (1 + K_d) I_c E_c. \end{aligned} \right\} \quad (4-5)$$

Из рассмотрения чертежа рис. 1-3, а и б легко получить формулы, связывающие веса обмоток и сердечника с геометрическими размерами:

$$\left. \begin{aligned} G_{н.о} &= c_\Gamma h_\Gamma g'_o \left(2b_\Gamma + 2a_\Gamma + \frac{\pi}{K_1} c_\Gamma \right); \\ G_{н.с} &= 2b_\Gamma a_\Gamma g'_c (h_\Gamma + c_\Gamma + K_1 a_\Gamma); \\ G_{с.о} &= 2c_{III} h_{III} g'_o \left(1,55a_{III} + 2b_{III} + \frac{1,6\pi}{K_2} c_{III} \right); \\ G_{с.с} &= 2b_{III} a_{III} g'_c (2h_{III} + 2c_{III} + K_2 a_{III}). \end{aligned} \right\} \quad (4-6)$$

В формуле (4-6) $G_{н.о}$ и $G_{н.с}$ — веса обмоток и сердечников ПЭ; $G_{с.о}$ и $G_{с.с}$ — то же для СЭ. При нахождении формулы для $G_{с.о}$ принято, что отношение расчетной толщины обмотки подмагничивания c_d к суммарной расчетной толщине обмоток переменного тока СЭ c_c лежит в пределах $c_d/c_c = 1 \div 1,5$.

Из формул (4-2) и (4-6), исключая величины h_{Γ} и $h_{\text{ш}}$, можно найти следующие отношения:

$$\frac{G_{\text{п.о}} + G_{\text{п.с}}}{A_{\text{п}}} = 2 \frac{\sqrt{c_{\Gamma}}}{g'_{\text{с}} b_{\Gamma}} + 2 \frac{\sqrt{c_{\Gamma}}}{g'_{\text{с}} a_{\Gamma}} + \frac{\pi}{K_1} \frac{c_{\Gamma} \sqrt{c_{\Gamma}}}{g'_{\text{с}} a_{\Gamma} b_{\Gamma}} +$$

$$+ 2 \frac{a_{\Gamma} b_{\Gamma} c_{\Gamma} g'_{\Gamma}}{A_{\text{п}}} + \frac{2}{g'_{\text{с}} \sqrt{c_{\Gamma}}} + 2K_1 \frac{b_{\Gamma} a_{\Gamma}^2 g'_{\text{с}}}{A_{\text{п}}}; \quad (4-7)$$

$$\frac{G_{\text{с.о}} + G_{\text{с.с}}}{A_{\text{с}}} = \frac{3,1 \sqrt{c_{\text{ш}}}}{g'_{\text{с}} b_{\text{ш}}} + \frac{4 \sqrt{c_{\text{ш}}}}{g'_{\text{с}} a_{\text{ш}}} +$$

$$+ \frac{3,2\pi}{K_2} \frac{c_{\text{ш}} \sqrt{c_{\text{ш}}}}{g'_{\text{с}} a_{\text{ш}} b_{\text{ш}}} + \frac{4}{g'_{\text{с}} \sqrt{c_{\text{ш}}}} +$$

$$+ 4 \frac{a_{\text{ш}} b_{\text{ш}} c_{\text{ш}} g'_{\text{с}}}{A_{\text{с}}} + 2K_2 \frac{b_{\text{ш}} a_{\text{ш}}^2 g'_{\text{с}}}{A_{\text{с}}}. \quad (4-8)$$

Как видим, эти отношения отличаются только числовыми коэффициентами и, следовательно, дальнейший анализ можно проводить лишь для одного последовательного элемента. Из выражения (4-8) можно найти, приравнявая соответствующие производные от правой части нулю, значения $a_{\text{ш}}$, $b_{\text{ш}}$ и $c_{\text{ш}}$, определяющие минимальный расход активных материалов СЭ. После некоторых преобразований имеем:

$$(a_{\text{ш}} b_{\text{ш}})^2 = \frac{A_{\text{с}}}{2K_2 g'_{\text{с}}^2} \sqrt{c_{\text{ш}}} \frac{2K_2 \beta_{\text{ш}} + 1,6\pi}{K_2 \alpha_{\text{ш}} + 1}; \quad (4-9)$$

$$(a_{\text{ш}} b_{\text{ш}})^2 = \frac{A_{\text{с}}}{2K_2 g'_{\text{с}}^2} \sqrt{c_{\text{ш}}} \frac{3,1K_2 \alpha_{\text{ш}} + 3,2\pi}{K_2 \alpha_{\text{ш}} + 2}; \quad (4-10)$$

$$\alpha_{\text{ш}} \beta_{\text{ш}} = \frac{0,5g'_{\text{с}}}{K_2 g'_{\text{с}}} \left(1,55K_2 \alpha_{\text{ш}} \frac{3K_2 \alpha_{\text{ш}} + 8}{K_2 \alpha_{\text{ш}} + 2} + 1,6\pi \frac{4K_2 \alpha_{\text{ш}} + 10}{K_2 \alpha_{\text{ш}} + 2} \right). \quad (4-11)$$

В этих формулах $\alpha_{\text{ш}} = a_{\text{ш}}/c_{\text{ш}}$; $\beta_{\text{ш}} = b_{\text{ш}}/c_{\text{ш}}$. Из формул (4-9), (4-10) и (4-11) получаем:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{\text{ш}} &\cong 0,76 \frac{g'_{\text{с}}}{g'_{\text{с}}} \left(1 + 3,35 \sqrt{\frac{g'_{\text{с}}}{K_2 g'_{\text{с}}}} \right); \\ \beta_{\text{ш}} &\cong 1,73 \alpha_{\text{ш}}; \\ a_{\text{ш}} &= (0,8 \div 0,9) \sqrt[3,5]{\frac{A_{\text{с}}}{g'_{\text{с}}^2 K_2}} \end{aligned} \right\} \quad (4-12)$$

Очевидно, отношение $n_{\text{ш}} = b_{\text{ш}}/a_{\text{ш}}$ равно 1,73. Из выражений (4-12) находим оптимальное активное сечение шунта:

$$Q_{\text{ш}} = (5,8 \div 6,7) \left(\frac{S_c}{f B_{\text{ш}} K_2^{1,5}} \cdot \frac{g_0}{g_c} \right)^{4/7} \left(\frac{\rho}{\tau_{\text{т.с}}} 10^{10} \right)^{2/7}. \quad (4-13)$$

Оптимальная высота шунта может быть найдена из выражений (4-12), (4-2) и (4-3):

$$h_{\text{ш}} = (0,6 \div 0,7) K_2 \left(1 + 3,35 \sqrt{\frac{g'_c}{g'_0 K_2}} \right) a_{\text{ш}}. \quad (4-14)$$

Аналогично получаем выражения для Q_{Γ} , h_{Γ} и n_{Γ} :

$$Q_{\Gamma} = (4,1 \div 4,4) \left(\frac{S_{\text{п}}}{f B_{\Gamma} K_1^{1,5}} \frac{g_0}{g_c} \right)^{4/7} \left(\frac{\rho}{\tau_{\text{т.п}}} 10^{10} \right)^{2/7}; \quad (4-15)$$

$$h_{\Gamma} = (1,2 \div 1,4) K_1 \left(1 + 2,3 \sqrt{\frac{g'_c}{g'_0 K_1}} \right) a_{\Gamma}; \quad (4-16)$$

$$n_{\Gamma} = \frac{b_{\Gamma}}{a_{\Gamma}} = 2,35. \quad (4-17)$$

Определение главных размеров может быть проведено также исходя из заранее выбранных плотностей тока. В этом случае

$$Q_{\Gamma} = (85 \div 90) \sqrt{\frac{S_{\text{п}} g_0 \cdot 10^2}{K_1 f B_{\Gamma} \Delta_{\text{п}} g_c}}; \quad (4-15')$$

$$Q_{\text{ш}} = (90 \div 95) \sqrt{\frac{S_c g_0 \cdot 10^2}{K_2 f B_{\text{ш}} \Delta_{\text{с}} g_c}}; \quad (4-13')$$

$$h_{\Gamma} = 1,25 \sqrt{\frac{K_1 Q_{\Gamma} g_c}{K_0 g_0}}; \quad (4-16')$$

$$h_{\text{ш}} = 0,5 \sqrt{\frac{K_2 Q_{\text{ш}} g_c}{K_0 g_0}}. \quad (4-14')$$

В этих формулах $\Delta_{\text{п}}$ и $\Delta_{\text{с}}$ — выбранные средние значения плотностей тока в обмотках ПЭ и СЭ, а/м^2 .

Выше получены формулы для определения всех основных размеров СЭ и ПЭ оптимального ПР разделенной конструкции. Аналогично выводятся расчетные соотношения для ПР других конструкций, отличающиеся от приведенных лишь числовыми коэффициентами.

4.2. ПАДЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ В ТРПШ И АРПШ

При проектировании ПР необходимо знание величины падения вторичного напряжения ΔU при номинальной нагрузке и номинальном токе подмагничивания, поскольку последняя определяет значения расчетных мощностей последовательного и параллельного элементов, а также выбор величины коэффициента трансформации K_w . Вычислить ΔU можно по формуле, известной для обычных трансформаторов,

$$\Delta U^0/0 = \frac{U_1 - U_2}{U_1} 100 = (u_a \cos \varphi_n + u_r \sin \varphi_n) + \frac{(u_r \cos \varphi_n - u_a \sin \varphi_n)^2}{200}. \quad (4-18)$$

В этой формуле u_a и u_r — активное и реактивное падения напряжения, отнесенные к $U_{1н}$ (°/0):

$$u_a = \frac{I_{1н} \Sigma r}{U_{1н}} 100^0/0;$$

$$u_r = \frac{I_{1н} (x_{с.ост} + x_{сп} + x_{сс})}{U_{1н}} 100^0/0,$$

где Σr — сумма приведенных к первичной обмотке ПР активных сопротивлений обмоток; $x_{с.ост}$ — эквивалентное индуктивное сопротивление обмоток шунта при $I_{дн}$, а $x_{сп}$ и $x_{сс}$ — суммы приведенных индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток ПЭ и СЭ.

Величина Σr для ТРПШ и АРПШ может быть определена из выражения

$$\Sigma r = \frac{\Sigma \Delta P_0}{I_{1н}^2}.$$

Здесь $\Sigma \Delta P_0$ — сумма потерь во всех обмотках переменного тока и обратной связи.

Значение $x_{с.ост}$ можно найти из формулы

$$x_{с.ост} \approx 4,44 f B_{ш.ост} w_c Q_{ш} / I_{1н},$$

где $B_{ш.ост}$ — остаточное значение магнитной индукции в шунте при номинальном токе подмагничивания. Величины $x_{сс}$ и $x_{сп}$ определяются следующим образом. На рис. 4-1 приведены варианты поперечных сечений различ-

ных ПР. Для большей ясности на этих рисунках удалены шунт и обмотки подмагничивания. У ПР с охватывающими обмотками (рис. 1-5, 1-10,б, 1-11,а, 1-14,а, 1-17,а) трудно отделить поток рассеяния последовательного элемента от потока рассеяния параллельного эле-

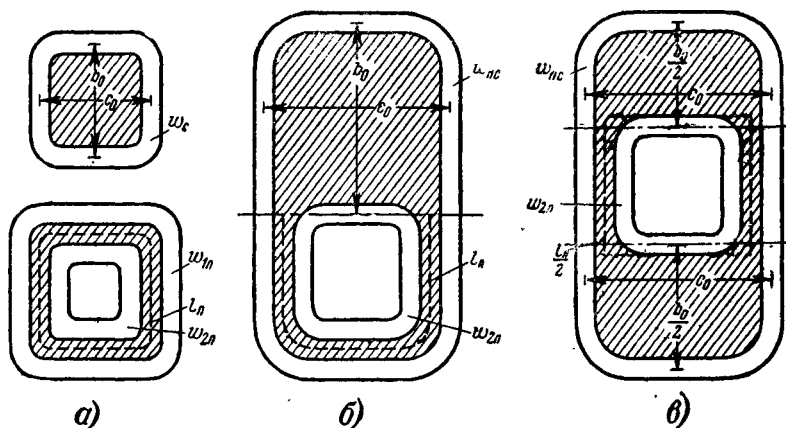


Рис. 4-1. Поперечные сечения подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов (к расчету индуктивности рассеяния).

а — сечения ПР с разделенными обмотками (рис. 1-3; 1-7; 1-8; 1-9; 1-10,б и г; 1-11,г; 1-17,г; 1-18); б — сечения ПР с охватывающими обмотками и несимметричным расположением добавочных сердечников (рис. 1-5,б, г; 1-10,б; 1-11,а; 1-14,а; 1-17,а); в — то же для ПР с симметричным расположением добавочных сердечников (рис. 1-5,а, б, в, г).

мента. Примем, что те участки зазора между первичной и вторичной обмотками, на которых нанесена пунктиром средняя линия, относятся к параллельному элементу, а остальные — к последовательному элементу. Реактивное сопротивление $x_{\text{сн}}$ можно найти из формулы

$$x_{\text{сн}} = 7,92 \cdot 10^{-6} f w_{\text{п}}^2 l_{\text{п}} K_R (a_{12} + 0,5a_1 + 0,5a_2) / h_0,$$

где $l_{\text{п}}$ — суммарная средняя длина зазора между первичной и вторичной обмотками на участках поперечного сечения, условно отнесенных к ПЭ (рис. 4-1); a_1 , a_2 , a_{12} — радиальные размеры обмоток и зазора между

ними на участках, относимых к ПЭ; h_0 — высота обмоток; K_R — коэффициент, равный:

$$K_R \approx 1 - (a_1 + a_2 + a_{12})/\pi h_0.$$

Реактивное сопротивление x_{sc} можно определить из формулы:

$$x_{sc} = 7,92 \cdot 10^{-6} f \omega_c^2 b_0 c_0 \left(0,5 - 0,15 \frac{b_0}{c_0} + 0,3 \frac{h_0}{c_0} \right) / h_0, \quad (4-19)$$

где b_0 и c_0 — бо́льшая и меньшая стороны эквивалентной прямоугольной катушки (рис. 4-1).

Величина ΔU в подмагничиваемых трансформаторах значительно больше, чем в обычных трансформаторах соответствующей мощности. Объясняется это тем, что падение напряжения в ПР равно сумме двух падений напряжения — в параллельном элементе и в последовательном. Падение напряжения, обусловленное активным сопротивлением и рассеянием обмоток параллельного элемента, приблизительно такое же, как у обычных трансформаторов. Дополнительное падение напряжения (падение в последовательном элементе) обусловлено остаточным потоком шунта $\Phi_{ш.ост}$, а также активным сопротивлением и рассеянием. Это падение гораздо больше падения напряжения в ПЭ. Отметим, что падения напряжения в активных сопротивлениях обмоток значительно меньше, чем в реактивных.

4-3. РАСЧЕТНЫЕ МОЩНОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ ПОДМАГНИЧИВАЕМЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И АВТОТРАНСФОРМАТОРОВ

Для определения расчетной мощности одной фазы параллельного или последовательного элемента ПР (S_{π} или S_c) необходимо знать наибольшие значения токов в их обмотках и наибольшие падения напряжения на них [формулы (4-5)]. Сказанное относится и к определению мощности последовательно-параллельного элемента $S_{c.п.}$ При неизменном входном напряжении U_1 максимальные значения токов во всех обмотках ТРПШ и АРПШ будут при номинальной нагрузке ПР и максимальном токе подмагничивания СЭ $I_{дн}$. Максимальные значения токов в обмотках параллельного и последова-

тельного элементов ТРПД (рис. 1-12,а), а также в обмотках АРПД (рис. 1-12,б), за исключением в ряде случаев обмоток ω_{2c} и $\omega_{1п}$, также будут иметь место при максимальном токе подмагничивания $I_{dн}$. Максимальные значения токов в обмотках последовательно-параллельного элемента ТРПД, а также в ряде случаев в обмотках ω_{2c} и $\omega_{1п}$ АРПД (рис. 1-12,б), будут при максимальном значении тока подмагничивания последовательно-параллельного элемента $I'_{dн}$. Значения падений напряжения на обмотках последовательного элемента любого ПР наибольшие при номинальном сопротивлении нагрузки и минимальном токе подмагничивания. Напряжения на обмотках параллельного элемента наибольшие в режиме холостого хода при максимальном напряжении на входе и на выходе ПР.

Рассмотрев все эти режимы, можно получить для ТРПШ любой группы и конструкции следующие формулы для определения расчетных мощностей $S_{п}$, S_c и $S_{сп}$:

$$S_{п} = \frac{\alpha}{1-\Delta U} U_{2 \text{ макс}} I_{2н}, \quad (4-20)$$

где

$$\alpha = \left(\frac{U_{1 \text{ макс}} - U_{1 \text{ мин}}}{U_{1 \text{ мин}}} - \Delta U \right) (1 - K_r) + 1 - \Delta U; \quad (4-21)$$

для повышающих АРПШ

$$S_{п} = \frac{\alpha}{1-\Delta U} U_{2 \text{ макс}} I_{2н} (1 - K_w), \quad (4-22)$$

для понижающих АРПШ

$$S_{п} = \frac{\alpha}{1-\Delta U} U_{2 \text{ макс}} I_{2н} \left(1 - \frac{1}{K_w} \right), \quad (4-23)$$

для ТРПД (рис. 1-12, а)

$$S_{г} = 0,5 \left(1 + \frac{F}{1-\Delta U} \right) U_{2 \text{ макс}} I_{2н}, \quad (4-24)$$

для АРПД (1-12, б)

$$S_{п} = \left(\Delta U_+ + K_d - \frac{K_d}{F} \right) U_{2 \text{ макс}} I_{2н}; \quad (4-25)$$

в последнем выражении

$$\Delta U_+ = \frac{|U_{1 \text{ макс}} - U_{2 \text{ мин}}|}{U_{1н}}. \quad (4-26)$$

Для ТРПШ и АРПШ мощность последовательного элемента может быть вычислена по формуле

$$S_c = K'_s U_{2 \text{ макс}} I_{2н}, \quad (4-27)$$

где K'_s — коэффициент, равный $K_s \frac{U_{1 \text{ макс}}}{U_{1 \text{ мин}}}$;

$$K_s = 0,5 (1 + K_d) K_{ш} / (1 - \Delta U); \quad (4-28)$$

$$K_{ш} = \frac{U_{с1} \pm U_{с2} K_w}{U_{1 \text{ макс}}} = \frac{U_c}{U_{1 \text{ макс}}}. \quad (4-29)$$

Знак плюс перед $U_{с2}$ соответствует ПР второй группы, а знак минус — ПР третьей группы.

Для ТРПД (рис. 1-12, а)

$$S_c = 0,5 (K_d + 1) \left(\frac{F}{1 - \Delta U} - 1 \right) U_{2 \text{ макс}} I_{2н}, \quad (4-30)$$

для АРПД (рис. 1-12, б)

$$S_c = 0,5 U_{2 \text{ макс}} I_{2н} \left(\Delta U_- + 2K_d + \frac{\Delta U_+}{F} - \frac{2K_d}{F} \right),$$

если

$$\frac{\Delta U_+}{\Delta U_-} > \frac{1}{F},$$

и

$$S_c = U_{2 \text{ макс}} I_{2н} \left(\Delta U_- + K_d - \frac{K_d}{F} \right),$$

если

$$\frac{\Delta U_+}{\Delta U_-} < \frac{1}{F}. \quad (4-31)$$

В этих формулах

$$\Delta U_- = |U_{1 \text{ мин}} - U_{2 \text{ макс}}| / U_{1н}. \quad (4-32)$$

Расчетная мощность последовательно-параллельного элемента ТРПД (рис. 1-12, а):

$$S_{\text{сп}} = 0,5 (1 + K_d) \left(1 - \frac{1 - \Delta U}{F} \right) U_{2 \text{ макс}} I_{2н} [\text{ва}].$$

Для вычисления расчетных мощностей элементов ТРПШ и АРПШ необходимо знать коэффициент трансформации ПЭ — K_w .

Он может быть вычислен по формуле:

$$K_w = (1 - \Delta U) \frac{U_{1 \text{ мин}}}{U_{2 \text{ макс}}}. \quad (4-33)$$

Величина ΔU в этой формуле берется для стали Э310 из графиков рис. 4-3, б.

4.4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОЙ СТЕПЕНИ ВЫТЕСНЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО МАГНИТНОГО ПОТОКА ИЗ ШУНТА

При проектировании ПР следует выбирать его параметры такими, чтобы при номинальном (наибольшем) токе подмагничивания переменный поток $\Phi_{\text{ш}}$ не полностью вытеснялся из шунта, поскольку для этого потребовалась бы чрезмерно большая н. с. обмотки w_d . Однако увеличение остаточного переменного потока $\Phi_{\text{ш.ост}}$ свыше некоторой величины вызывает рост падения напряжения ΔU [формула (4-18)] и приводит к неоправданному возрастанию веса активных материалов последовательного элемента. Одновременно уменьшаются $\cos \varphi_1$ и к. п. д.

Существует оптимальное значение для степени вытеснения переменного потока из шунта, зависящее от марки стали шунта, глубины регулирования и $\cos \varphi_n$ нагрузки. При оптимальном значении достигается минимальный удельный расход активных материалов для последовательного элемента. Найдем это значение. Степень вытеснения потока из шунта определяется коэффициентом, равным:

$$K_v = \frac{B_{\text{ш. макс}}}{B_{\text{ш. мин}}} = \frac{\Phi_{\text{ш. макс}}}{\Phi_{\text{ш. мин}}} = \frac{U_{\text{с макс}}}{U_{\text{с мин}}}. \quad (4-34)$$

Как видно из формулы (4-27), значение K_b следует выбирать таким, чтобы была минимальной величина

$$K_s = \frac{(1 + K_d) K_{III}}{2(1 - \Delta U)}.$$

С этой целью определим зависимости K_d , K_{III} и ΔU от K_b . При этом примем во внимание, что при достаточно большом подмагничивании напряжения и токи в ПР и поток Φ_{III} практически синусоидальны. Зависимость K_d от $\Phi_{III.ост}$ аналитически легко найти, исходя из формул (3-18).

После ряда преобразований можно получить:

$$\bar{I}_c = \sqrt{2} Y_1 (\bar{\Phi}_{III.ост}) \operatorname{ch} \bar{\Phi}_d;$$

$$\bar{I}_d = Y_0 (\bar{\Phi}_{III.ост}) \operatorname{sh} \bar{\Phi}_d.$$

Отсюда следует выражение для коэффициента подмагничивания:

$$K_d \approx Y_0 (\bar{\Phi}_{III.ост}) / \sqrt{2} Y_1 (\bar{\Phi}_{III.ост}). \quad (4-35)$$

На рис. 4-2, а приведена зависимость $K_d = f(\bar{\Phi}_{III.ост})$, полученная на основании формулы (4-35). Как видим, при $\bar{\Phi}_{III.ост} < 1,5$ K_d действительно резко возрастает с уменьшением остаточного потока шунта. Экспериментальная зависимость $K_d = f(\bar{\Phi}_{III.ост})$ для холоднокатаной стали

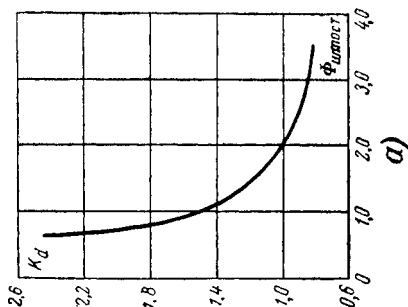
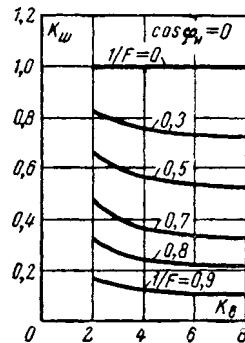
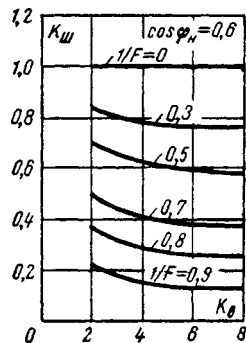
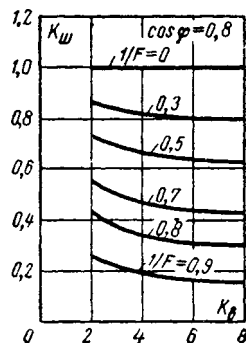
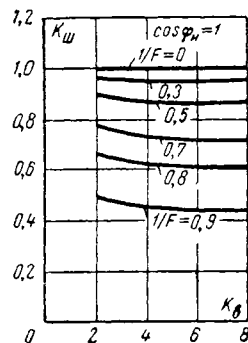
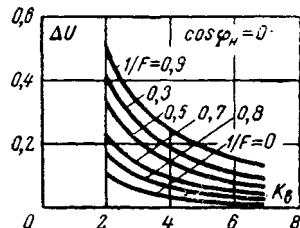
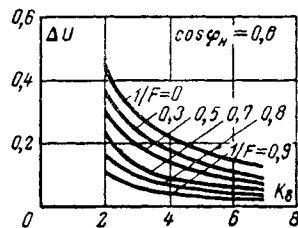
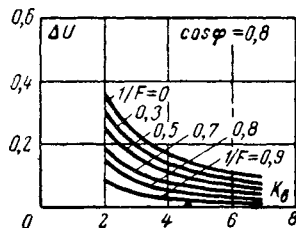
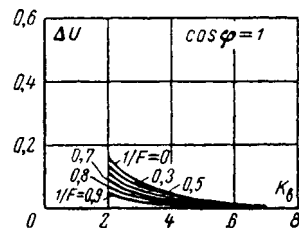


Рис. 4-2. Расчетные зависимости для ТРПШ и АРПШ.

$a \rightarrow K_d = f(\bar{\Phi}_{III.ост})$;



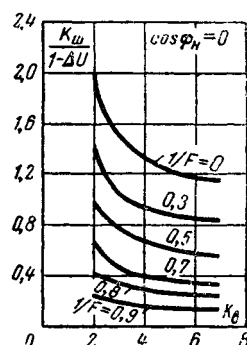
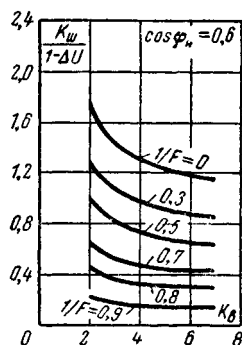
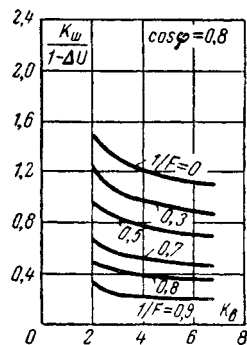
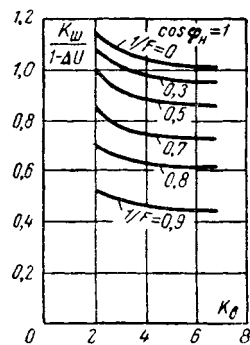
б)



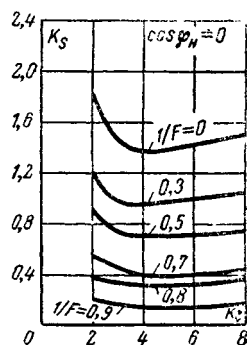
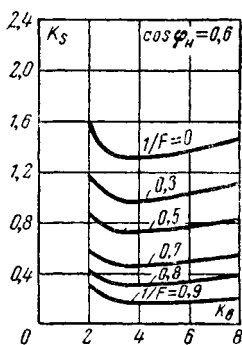
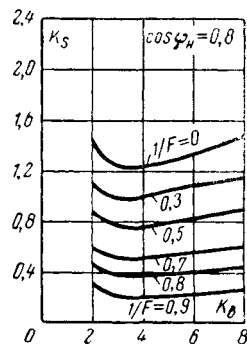
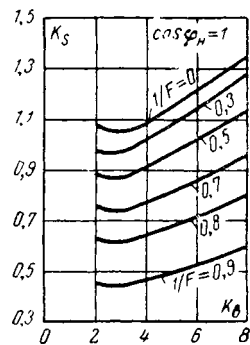
б)

Рис. 4-2. Расчетные зависимости для ТРПШ и АРПШ.

$$b = f(K_B); \quad \sigma - \Delta U = f(K_B);$$



2)



3)

Рис. 4-2. Расчетные зависимости для ТРПШ и АРПШ. $z - \frac{K_{III}}{1-\Delta U} = f(K_B)$; $\partial - K_S = f(K_B)$;

весьма близка к аналитической — при индукциях, меньших (0,3—0,4) *тл*, K_d резко возрастает с уменьшением $\Phi_{ш}$.

Для определения зависимостей $K_{ш}$ и ΔU от K_v при активно-индуктивной нагрузке пренебрежем падениями напряжения, обусловленными активными и индуктивными сопротивлениями рассеяния обмоток и намагничивающим током параллельного элемента. При чисто активной нагрузке такое допущение может привести к существенным погрешностям. Поэтому на графиках рис. 4-3 указанные падения напряжения учтены. Из векторной диаграммы рис. 2-3, б можно получить:

$$K_v^2 (1 - \Delta U)^2 + 2K_{ш}K_v (1 - \Delta U) \sin \varphi_n + K_{ш}^2 = K_v^2;$$

$$(1 - \Delta U)^2 + 2FK_{ш} (1 - \Delta U) \sin \varphi_n + F^2 K_{ш}^2 = F^2.$$

На рис. 4-2, б, в, г показаны полученные на основании этих уравнений зависимости $K_{ш}$, ΔU и $\frac{K_{ш}}{1 - \Delta U}$ от K_v при различных значениях F и $\cos \varphi_n$.

Как видим, все эти параметры зависят от K_v , если он меньше чем 3—4, и практически независимы при его больших значениях.

Проведенный нами анализ показал, что для ТРПШ и АРПШ с сердечниками из холоднокатаной стали и максимальной индукцией в шунте $B_{ш}$, лежащей в пределах от 1,5 до 1,6 *тл*, оптимальное значение K_v приблизительно равно 3—4. Меньшие значения соответствуют активной нагрузке ПР, а большие — индуктивной.

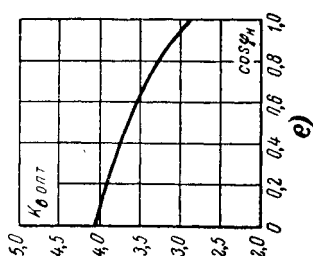


Рис. 4-2. Расчетные зависимости для ТРПШ и АРПШ.
 $e - K_{v, \text{opt}} = f(\cos \varphi_n).$

На рис. 4-3 а, б, в приведены рассчитанные для оптимальных значений K_B зависимости K_S , $K_{Ш}$ и ΔU от глубины регулирования при различных значениях $\cos \varphi_H$, а

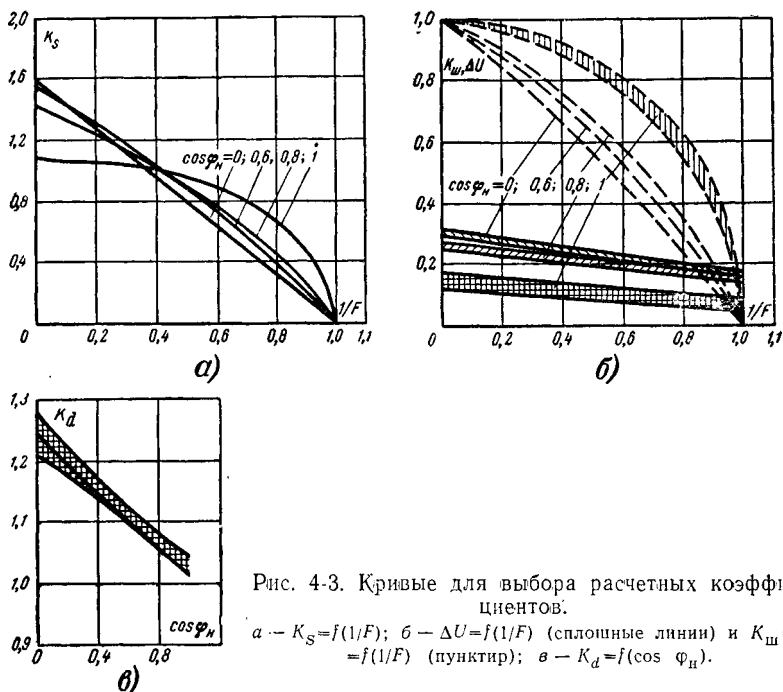


Рис. 4-3. Кривые для выбора расчетных коэффициентов.

а — $K_S = f(1/F)$; б — $\Delta U = f(1/F)$ (сплошные линии) и $K_{Ш} = f(1/F)$ (пунктир); в — $K_d = f(\cos \varphi_H)$.

также $K_d = f(\cos \varphi_H)$. Эти зависимости справедливы для ПР с шунтами из холоднокатаной стали марок Э310 — Э330.

4-5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОЙ ГРУППЫ СОЕДИНЕНИЙ ДЛЯ ТРПШ ИЛИ АРПШ С ЗАДАННОЙ ГЛУБИНОЙ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Для заданного значения расчетной глубины регулирования F можно, независимо от номинальной мощности нагрузки, определить наилучшую группу ПР. Для определения оптимальной группы следует найти наилучшее для данной глубины регулирования значение коэффициента K_r .

Отметим, что для ТРПШ и АРПШ согласно формулам (4-20), (4-22), (4-23), (4-24) и (4-27) расчетные мощности S_c и S_n очень мало зависят от K_r^* .

Расход активных материалов для СЭ зависит не только от его расчетной мощности, но и от величины индуктивности последовательного элемента L_c (§ 3-2), необходимой для осуществления регулирования напряжения в требуемых пределах. Это значение L_c прежде всего зависит от коэффициента группы K_r . Как будет показано ниже, для нахождения оптимальной группы отсутствует необходимость вычисления значений S_c и L_c , так как коэффициент K_r , определяющий оптимальную группу, зависит только от заданной глубины регулирования.

ПР, у которых L_c минимально, имеют лучшие регулировочные свойства при минимальном расходе материалов.

Для доказательства примем, что для произвольно заданной номинальной мощности нагрузки и какой-нибудь определенной глубины регулирования вычислены значение S_c и требуемая величина L_c . Очевидно, для любой мощности S_c можно, если не накладывать никаких других ограничений, кроме тепловых, сконструировать по формулам, выведенным в § 4-1, оптимальный подмагничиваемый последовательный элемент («эталон») с минимальным расходом активных материалов. Так как S_c не зависит от K_r , то и размеры «эталона» будут одними и теми же, какая бы группа ПР не была выбрана. Следовательно, индуктивность «эталона» $L_э$ не зависит от группы ПР. Однако требуемая для получения заданной глубины регулирования величина индуктивности L_c различна для разных групп. Она может быть больше либо меньше $L_э$. Ясно, что оптимальна та группа, для которой требуемые значения L_c минимальны. Действительно, если L_c у этой группы равно $L_э$, то, по-видимому, может быть взят СЭ с такими же размерами, как у «эталона»; если же L_c меньше $L_э$, то тоже можно взять «эталон» в качестве СЭ. В этом случае получим некоторый запас регулирования. Этот запас будет наибольшим у ПР,

* Учет зависимости S_n от K_r значительно усложняет формулы и не вносит каких-либо существенных поправок.

величина L_c которого минимальна, т. е. у ПР оптимальной группы. Если расчетные L_c больше L_a , нужен в общем случае СЭ с иными геометрическими размерами, чем у «эталоны», либо должны быть применены специальные меры, что приводит к большему расходу активных материалов. Чем меньше превышение L_c над L_a , тем меньше это различие в расходе активных материалов. Итак, оптимальна та группа ПР, для которой при заданной глубине регулирования минимально необходимое значение L_c .

Определим, наконец, какие же группы оптимальны при различных заданных значениях глубины регулирования. Минимальное значение $U'_{2\text{мин}}$, как это следует из (3-15), равно:

$$U'_{2\text{мин}} = U_1 K_p. \quad (4-36)$$

Здесь K_p — коэффициент регулирования, равный:

$$K_p = \frac{(K_L + K_\Gamma^2 - K_\Gamma) K_Z}{\sqrt{(K_L + K_\Gamma^2)^2 K_Z^2 + 2(K_L + K_\Gamma^2) K_Z \sin \varphi_n + 1}}. \quad (4-37)$$

Этот коэффициент обратно пропорционален глубине регулирования

$$K_p = (1 - \Delta U)/F. \quad (4-38)$$

Из формул (4-36) и (4-37) вытекает, что если заданное значение коэффициента регулирования будет обеспечено данным ПР при наименьшей нагрузке (Z_n — наибольшее), то оно и подавно будет обеспечено при номинальной нагрузке. Поэтому для ПР, рассчитанного с $k_n = 0$, следует так выбирать параметры, чтобы он обеспечивал заданное значение K_p в режиме холостого хода. Из выражения (4-37) вытекает, в частности, что при $k_n = 0$ требуемое при заданной глубине регулирования значение L_c должно удовлетворять условию

$$L_c = L_{\Pi} / \left(\frac{K_\Gamma}{1 - K_p} - K_\Gamma^2 \right). \quad (4-39)$$

Из выражения (4-39) следует, что необходимое при заданном K_p значение L_c зависит от коэффициента группы K_Γ и величины индуктивности параллельного элемен-

та $L_{\text{п}}$. При каком-то определенном значении K_p величина L_c , как легко убедиться, минимальна, если коэффициент K_{Γ} взят равным:

$$K_{\Gamma} = 0,5 / (1 - K_p). \quad (4-40)$$

Из выражения (4-40) можно заключить, что для определения оптимальной группы действительно нет необходимости вычислять S_c , так как оптимальное значение K_{Γ} зависит только от требуемой глубины регулирования. Теперь легко прийти к выводу, что при $k_n = 0$ оптимальны ПР, относящиеся к следующим группам: при $K_p = 0,5$ — к первой группе, при $K_p < 0,5$ — ко второй группе, при $K_p > 0,5$ — к третьей группе. Заметим, что при значениях K_p , лежащих в пределах 0,4—0,6, можно принимать K_{Γ} равным единице. Значение L_c при этом будет на несколько процентов больше оптимальной, однако конструкция ПР будет значительно проще.

Следует иметь в виду, что к третьей группе ПР относятся только АРПШ и, следовательно, если нужно брать ТРПШ, то при $K_p > 0,5$ следует выбирать ТРПШ первой группы.

С учетом указанных замечаний, при $k_n = 0$ и $K_p < 0,4$ следует использовать—ТРПШ и АРПШ второй группы, при $0,4 < K_p < 0,6$ ТРПШ и АРПШ первой группы и при $K_p > 0,6$ — ТРПШ первой группы и АРПШ третьей группы.

В том случае, если $k_n = 1$ (нагрузка ПР неизменная, номинальная), оптимальная величина K_{Γ} , как правило, равна единице и лишь при $K_p < K_z$ ее следует определять по формуле (4-40). При $k_n = 1$ оптимальны следующие группы ПР: при $K_p > K_z$ — первая, при $K_p < K_z$ — вторая.

4-6. ВЫБОР СИСТЕМЫ ПОДМАГНИЧИВАНИЯ ДЛЯ ТРПШ И АРПШ

Правильный выбор системы подмагничивания (одинарной или двойной) позволяет получить для заданной глубины регулирования ПР минимального веса с макс-

мальным к. п. д. Из уравнения (4-39) и (4-40) следует, что при $k_n=0$ необходимое значение индуктивности последовательного элемента L_c при правильно выбранной группе ПР, равно:

$$L_c = 4L_{\pi}(1-K_p)^2. \quad (4-41)$$

Отсюда следует, что с уменьшением K_p возрастает требуемое значение L_c . При малых значениях K_p и определенном L_{π} величина L_c , получаемая из формулы (4-41), может оказаться большей, чем L_{π} . Требуемую величину L_c можно уменьшить, снижая L_{π} . Последнее может быть осуществлено подмагничиванием параллельного элемента ПР, как это делается в ТРПШ-II и АРПШ-II.

Проведенный нами анализ показывает, что ТРПШ-II следует применять при $K_p < 0,4$, если $k_n=0$ и при $K_p < 0,8 K_z$, если $k_n=1$. АРПШ-II целесообразны при

$$\text{и} \quad \left. \begin{array}{l} K_p < 0,6, \text{ если } k_n = 0, \\ K_p < \frac{0,8 K_z}{|1 - 1/K_w|}, \text{ если } k_n = 1. \end{array} \right\} \quad (4-42)$$

Отметим, что во всех этих случаях ПЭ подмагничивается неполностью. Такое подмагничивание приводит к весьма небольшому увеличению размеров параллельного элемента по сравнению с неподмагничиваемым ПЭ.

Следует учитывать, что ТРПШ с двойным подмагничиванием имеют более сложную конструкцию и более громоздкую схему блока управления, чем ТРПШ с одинарным подмагничиванием, а также что в ряде ПР-II осуществление обратной связи приводит к относительному увеличению их блоков управления. Поэтому часто применяют, при указанных выше пределах K_p вместо ПР с двойным подмагничиванием ПР-I с геометрическими размерами, отличными от оптимальных [Л. 7].

4-7. СРАВНЕНИЕ ТРПД И АРПД С ТРПШ И АРПШ

ТРПД (рис. 2-12,а) и АРПД (рис. 1-12,б) часто целесообразны при глубине регулирования $F \leq 1,5$. Эти ПР, хотя, как правило, несколько тяжелее, чем оптимальные для данной глубины регулирования ТРПШ или АРПШ и нуждаются в более громоздком блоке управления, имеют, однако, относительно лучшую форму кривой выходного напряжения и более высокое значение $\cos \varphi_1$. Докажем, что при $F \leq 1,5$ и номинальной активной нагрузке $\cos \varphi_1$ у ТРПД или АРПД действительно лучше, чем у ТРПШ или АРПШ (рис. 1-2,з). Из системы уравнений (3-15) получаем следующее выражение для угла φ_1 АРП (рис. 1-2,з и 1-12,б, рис. 3-2,в):

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi_1 = \\ = \frac{\omega^2 L_{\Pi} L_c [L_{\Pi} + (1 - K_{\Gamma})^2 L_c] + R_n^2 (L_{\Pi} + K_{\Gamma}^2 L_c)}{\omega R_n [L_{\Pi} + (1 - K_{\Gamma})^2 L_c] (L_{\Pi} + K_{\Gamma}^2 L_c) - \omega R_n L_{\Pi} L_c}. \quad (4-43) \end{aligned}$$

Из формулы (4-43) следует, что у АРПШ, параллельный элемент которого не подмагничивается и $L_{\Pi} \gg R_n$, $\cos \varphi_1$ по величине приблизительно равен K_p , а у АРПД, в котором одновременно подмагничиваются оба элемента СПЭ и СЭ, действительно можно получить большее значение $\cos \varphi_1$.

Наименьшее значение угла φ_1 в АРПД можно было бы получить, если обеспечить изменение н. с. подмагничивания последовательного и последовательно-параллельного элемента по закону, при котором между L_{Π} и L_c имеет место соотношение:

$$\omega^2 L_{\Pi} L_c = R_n^2 \frac{K_L + K_{\Gamma}^2}{K_L + (K_{\Gamma} - 1)^2}.$$

При таком регулировании

$$\cos \varphi_{1 \text{ мин}} \geq 1 / \sqrt{1 + \left(\frac{F^2 - 1}{2F} \right)^2}. \quad (4-44)$$

Из формулы (4-44) видно, что при $F \leq 1,5$ величина $\cos \varphi_1$ была бы очень близка к единице. На практике осуществить подмагничивание по указанному выше закону не представляется возможным, и реальный АРПД при $F = 1,5$ имеет значение $\cos \varphi_1 \approx 0,85$.

4-8. ВЫБОР МАГНИТНОГО МАТЕРИАЛА ДЛЯ СЕРДЕЧНИКОВ ПОДМАГНИЧИВАЕМЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И АВТОТРАНСФОРМАТОРОВ

Для правильного выбора материала сердечников следует учитывать целый ряд факторов: а) величину индукции насыщения; б) коэффициент прямоугольности петли гистерезиса; в) стоимость, г) технологию изготовления сердечников; д) стабильность магнитных характеристик при изменении температуры, вибрациях, механических перегрузках и т. д.; е) величину потерь на вихревые токи и гистерезис.

Применение ферромагнетиков с высокой индукцией насыщения и большим коэффициентом прямоугольности позволяет получить ПР с наименьшим для заданной мощности и глубины регулирования весом, наибольшим к. п. д., $\cos \varphi_1$ и с наилучшими регулировочными характеристиками. Действительно, если магнитные шунты выполнены из материала с резко выраженным коленом у кривой намагничивания, то может быть получена достаточно большая величина коэффициента вытеснения K_v . Как уже указывалось в § 4-4, у такого ПР малый вес активных материалов последовательного элемента и большие значения к. п. д. и $\cos \varphi_1$. Следует, однако, помнить, что при значениях $K_v > 4$ вес активных материалов и величины к. п. д. и $\cos \varphi_1$ практически не зависят от K_v (§ 4-4). При сердечниках шунта, выполненных из горячекатаных сталей марок Э41—Э44 и при частотах 50—400 гц, можно получить K_v равным 2—2,5, при холоднокатаных сталях марок Э310—Э330—порядка 3—4,5, а при пермалловых сплавах — порядка 5—10. Из всех этих материалов наиболее высокие индукции насыщения и относительно малые потери имеют холоднокатаные стали. По совокупности высказанных требований наиболее широкое применение для изготовления сердечников ПР минимального веса получили именно холоднокатаные стали.

При частоте 50 гц целесообразно применять для всего магнитопровода ПР, или только для его шунтов, холоднокатаную сталь марки Э310—Э330 с толщиной пластин 0,35 мм, при частоте 400 гц — с толщиной 0,15 мм, а при частоте 1 000 гц — ленточную сталь марки Э310 с толщиной пластин 0,08 мм. Для изготовления главного

сердечника ПР с разделенным магнитопроводом можно рекомендовать горячекатаную сталь, так как она дешева и технологична. При частоте 50 гц следует применять сталь марки Э41—Э42 с толщиной пластин 0,35 мм, а при частоте 400 гц — марки Э44 с толщиной пластин 0,15.

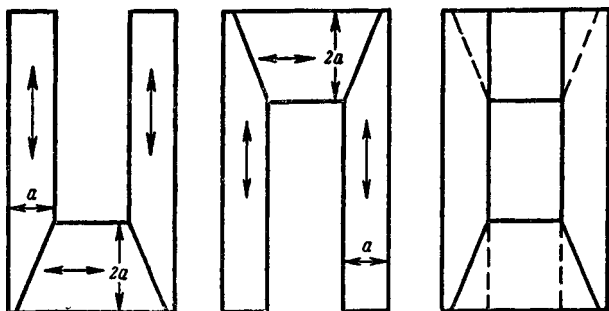
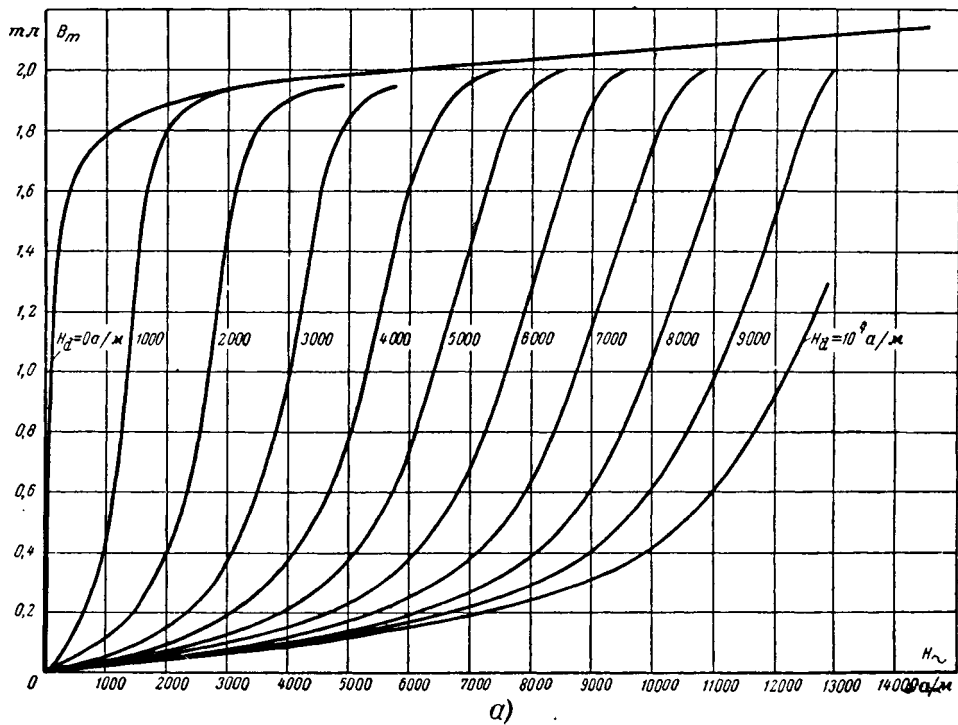


Рис. 4-4. Вариант шихтовки сердечника ТРПШ из холоднокатаной стали. Стрелками показано направление прокатки.

Магнитные свойства сердечников из холоднокатаной стали сильно зависят от их конструкции. На рис. 4-4 показана конструкция сердечника шунта с косым срезом пластин и увеличенной высотой ярма [Л. 1, 4, 63, 91]; сечение ярма лишь частично заполнено сталью.

На рис. 4-5,а приведены средние кривые одновременного намагничивания для такого сердечника, выполненного из стали Э310 толщиной 0,35 мм. Для сравнения на рис. 4-5,б приведены кривые намагничивания сердечника, набранного из стандартных пластин Ш-40 (сталь Э310—0,35). Как видим, кривые намагничивания сердечника с косым срезом пластин имеют значительно бóльшую прямоугольность, чем сердечника из Ш-образных пластин.

Применение материалов с прямоугольной петлей гистерезиса позволяет получить ПР с лучшими регулировочными характеристиками — линейностью на ее рабочем участке, с более ярко выраженным изломом при переходе к насыщению (точка *в* на рис. 2-1,а) и с более высоким коэффициентом усиления.



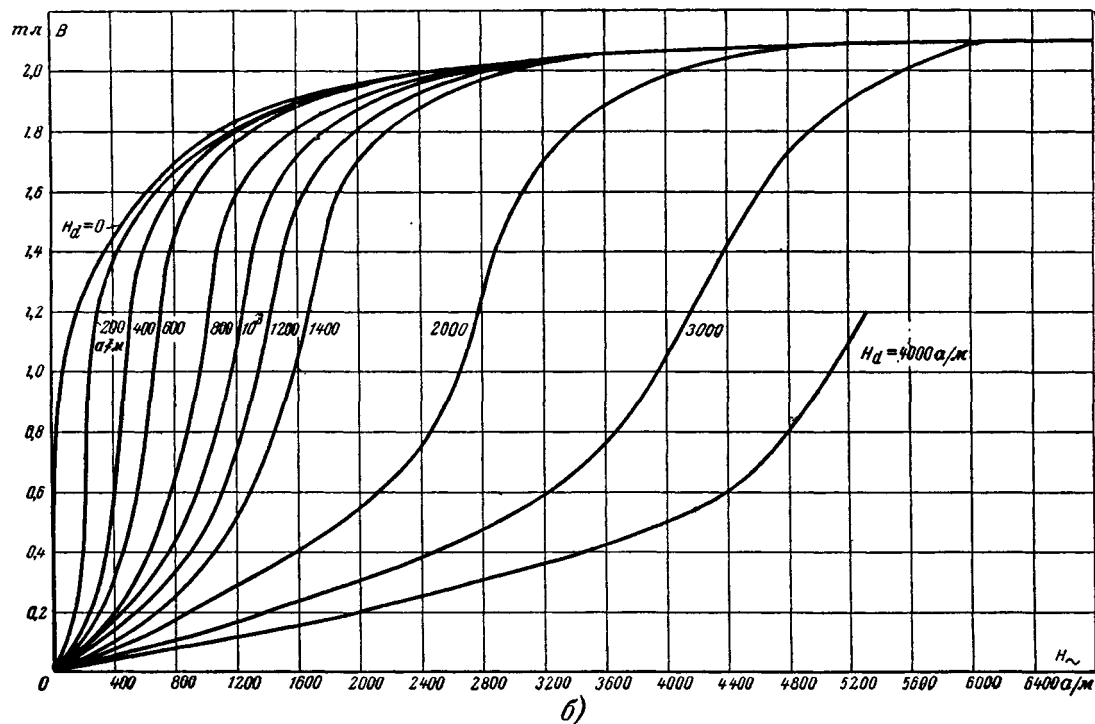


Рис. 4-5. Кривые одновременного намагничивания стали Э310-0,35.
 а — кривая для сердечника из пластин с косым срезом; б. — то же для сердечника из Ш-образных пластин.

4-9. ДОПУСТИМЫЕ УДЕЛЬНЫЕ ТЕПЛОВЫЕ ПОТОКИ, ПЛОТНОСТИ ТОКА И МАГНИТНЫЕ ИНДУКЦИИ

Выбор величин электрических и магнитных нагрузок для ПР в значительной степени зависит от условий охлаждения (масляное или воздушное), от мощности ПР и от его конструкции.

Значения удельного теплового потока q_t могут быть выбраны такими же, как для соответствующих обычных трансформаторов. Плотность тока Δ , очевидно, должна быть выбрана так, чтобы величина q_t не превышала допустимого, заранее установленного значения.

Ниже указываются допустимые тепловые нагрузки для ПР, в которых использованы провода с обычной изоляцией и предназначенных для работы при нормальных условиях окружающей среды.

Для сухих ПР с естественным воздушным охлаждением и с мощностями в пределах от нескольких сот вольт-ампер до десятков киловольт-ампер при частоте 50 гц, величина q_t для внутренних обмоток с воздушными каналами с обеих сторон должна быть взята не превышающей 280 вт/м², для наружных обмоток, внутренняя поверхность которых соприкасается с воздушным каналом охлаждения, q_t может быть взята равным 440 вт/м². Для сухих ПР мощностью от 0,1 до 1 ква, при частоте 50 гц и не имеющих вертикальных каналов, q_t можно выбирать в пределах от 600 до 1 000 вт/м² [Л. 5, 22, 87]. Для ПР с масляным охлаждением q_t для наружных обмоток можно брать равным 1 600 вт/м², а для внутренних — 1 200 вт/м².

Плотность тока для медных обмоток сухих ПР с мощностью, не превышающей нескольких десятков киловольт-ампер, лежит в пределах $1,5 \cdot 10^6$ — $2 \cdot 10^6$ а/м² для внутренних обмоток и $2 \cdot 10^6$ — $2,5 \cdot 10^6$ а/м² — для наружных.

Для ПР с масляным охлаждением и мощностью от нескольких киловольт-ампер до сотен киловольт-ампер плотность тока в медных обмотках может быть взята в пределах $2,5 \cdot 10^6$ — $4,5 \cdot 10^6$ а/м².

Для ПР с обмотками из алюминиевого провода плотность тока следует брать приблизительно в 1,5 раза меньшей, чем для ПР с обмотками из медного провода.

Приведенные выше значения плотности тока позво-

ляют получить величину удельного теплового потока, как правило, не превышающую допустимую.

Выбор плотности тока в трансформаторах с вертикальными каналами может быть сделан и по следующей формуле:

$$\Delta = \frac{n_T K_T q_T h_0}{\rho I w} [a/m^2], \quad (4-45)$$

где q_T — допустимое значение удельного теплового потока для данной обмотки, $вт/м^2$; n_T — число охлаждающих поверхностей; h_0 — высота обмотки, $м$; ρ — удельное электрическое сопротивление, $ом/м$; I и w — ток в обмотке и ее число витков.

Для ПР мощностью от нескольких киловольт-ампер до нескольких десятков киловольт-ампер и при частоте 50 *гц* могут быть рекомендованы следующие значения индукции в сердечниках: для сталей Э41—Э42 $B=1,1—1,4$ тл, для сталей Э310—Э320 $B=1,4—1,65$ тл, для стали Э330 $B=1,5—1,7$ тл. Для ПР мощностью от 0,1 до 1 *кв*а, при частоте 50 *гц*, индукция в сердечниках из холоднокатаной стали толщиной 0,35 *мм* может быть взята равной 1,3—1,5 тл, при частоте 400 *гц* и холоднокатаной стали толщиной 0,15 *мм* 1,1—1,35 тл, при частоте 1 000 *гц* и стали марки Э310 0,8—1,1 тл.

4-10. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОТЕРЬ И К. П. Д.

Потери в обмотках ПР (ΔP_0) могут быть определены по тем же формулам, что и для обычных трансформаторов. Для медной обмотки при температуре 75°С

$$\Delta P_0 = 2,4 \Delta^2 G \cdot 10^{-12};$$

для алюминиевой обмотки

$$\Delta P_0 = 12,75 \Delta^2 G \cdot 10^{-12}.$$

В этих формулах G — вес обмотки в *кг*, Δ — плотность тока в a/m^2 .

Потери в сердечнике могут быть вычислены по формуле:

$$\Delta P_c = \Sigma p_{ск} G_{ск}.$$

Здесь $G_{ск}$ — вес отдельного участка магнитопровода, $p_{ск}$ — удельные потери на этом участке.

Потери в определенном участке магнитопровода определяются в зависимости от величины переменной индукции [Л. 87] в нем, а если он подмагничен, то и в зависимости от постоянной составляющей напряженности поля H_d . На графиках рис. 4-6 приведены зависимости p_c от H_d при различных значениях переменной индукции для стали Э310. Как видно, при относительно больших значениях индукции потери в стали с ростом H_d сначала уменьшаются, а затем растут.

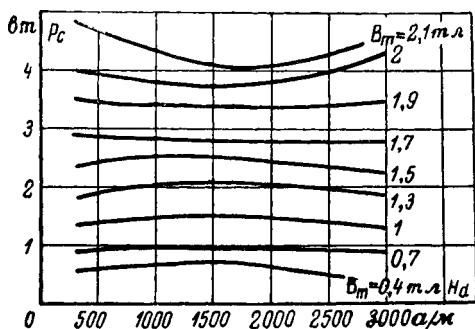


Рис. 4-6. Удельные потери в стали Э310-0,35 при одновременном намагничивании постоянным и переменным магнитным полем.

Добавочные потери в ПР составляют около 1% номинальной мощности.

К. п. д. ПР может быть подсчитан по обычной формуле:

$$\eta = S \cos \varphi_H \cdot 100 / (S \cos \varphi_H + \Sigma \Delta P).$$

4-11. О ПРИМЕНЕНИИ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ ПО ТОКУ В ПОДМАГНИЧИВАЕМЫХ ТРАНСФОРМАТОРАХ И АВТОТРАНСФОРМАТОРАХ

ПР с обратной связью по току обладают рядом преимуществ по сравнению с ПР без нее — для них пригодны блоки управления с меньшими (в 5—10 раз) значениями расчетной мощности и, в некоторых случаях, несколько меньше вес активных материалов самого ПР. Расчетная мощность блока управления ПР с обратной связью и с мощностью от нескольких киловольт-ампер до десятков киловольт-ампер составляет 0,2—1% мощности ПР, а вес 3—6% веса последнего. Расчетная мощность и вес блока управления аналогичных ПР без об-

ратной связи составляет, соответственно, 2—5% мощности и 10—30% веса ПР. Как показали исследования, проведенные в лаборатории, наилучшими являются ПР с обратной связью и $K_{o.c}=0,8$, так как у них отсутствует обмотка смещения и относительно велико быстродействие.

Вес активных материалов ПР с внутренней обратной связью несколько меньше, чем ПР без обратной связи. Это происходит потому, что в них своеобразным образом объединены обмотки подмагничивания и переменного тока последовательного элемента. Теоретически, для ПР с внутренней обратной связью суммарный вес обмоток последовательного элемента должен быть в $\sqrt{2}$ раз меньшим, чем у ПР без обратной связи. Практически, однако, разница составляет для ПР небольшой мощности, питающих активную нагрузку, всего 20—30%, а для ПР, питающих активно-индуктивную нагрузку с низким $\cos \varphi_n$, всего лишь 10—20%. Общее снижение веса активных материалов ПР в результате применения внутренней обратной связи составляет не более 5—15%.

Вес активных материалов ПР с внешней обратной связью приблизительно такой же, как ПР без обратной связи.

Сравним между собой ПР с внутренней и внешней обратной связью. Результаты сравнений по отдельным показателям противоречивы. Преимущества ПР с внутренней обратной связью по сравнению с ПР с внешней обратной связью следующие: несколько меньший расход активных материалов, меньшее число обмоток подмагничивания. В ПР первой группы с внутренней обратной связью всего два вентиля, а с внешней — четыре. Однако у ПР с внутренней обратной связью есть и ряд относительных недостатков. Действительно, их вентили должны быть, как правило, рассчитаны на большую мощность. В ПР с внешней обратной связью расчетная мощность вентиля составляет всего 5—10% номинальной выходной мощности. В ПР с внешней обратной связью и выходом на постоянном токе вообще нет необходимости в добавочных вентилях, так как его обмотка подмагничивания может питаться выпрямленным током нагрузки. В ПР с внутренней обратной связью, имеющем обмотки последовательного элемента на первичной сто-

роне, необходимы два добавочных вентиля. В ПР с внешней о. с. можно, например, при большой мощности, включать выпрямительные мосты через трансформаторы тока, что позволяет использовать вентили с меньшими номинальными токами. В ПР с внутренней обратной связью обязательно приходится включать вентили непосредственно в силовые цепи. У ПР с внешней обратной связью легко получить коэффициент $K_{o.c.}$ сколь угодно близким к единице за счет выбора соответствующего числа витков обмотки $\omega_{o.c.}$

По мнению авторов, внутреннюю обратную связь целесообразно применять в однофазных и трехфазных (с пофазным развязыванием цепи подмагничивания) ПР первой группы небольшой мощности, а во всех остальных случаях — внешнюю обратную связь.

4-12. СПОСОБЫ УЛУЧШЕНИЯ ФОРМЫ КРИВОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ТРПШ И АРПШ

Общим способом улучшения формы кривой выходного напряжения может быть применение фильтров высших гармоник, включаемых на выходе ПР. Возможен и ряд способов улучшения формы кривой напряжения самого ПР. Все эти способы однако связаны со значительным увеличением его веса. Наиболее простым является выбор малой величины индукции для сердечника шунта при стали Э310 в пределах 0,3—0,6 тл, т. е. в несколько раз меньшей обычной, что вызывает резкое увеличение расхода активных материалов. Известна также возможность улучшения формы кривой путем осуществления зазора в сердечнике последовательного элемента и путем увеличения потока рассеяния его обмоток [Л. 77].

Своеобразными способами улучшения формы кривой напряжения могут быть: 1) увеличение насыщения сердечника параллельного элемента; 2) включение в цепь подмагничивания дросселя с воздушным зазором или же фильтра-пробки, состоящего из параллельно соединенных дросселя и конденсатора. Первый способ еще не нашел широкого применения на практике. Второй способ основан на явлении взаимного влияния гармонических составляющих потока. Как известно [Л. 63], вследствие подмагничивания в кривой магнитных пото-

ков шунта появляются четные гармоники, в основном, вторая. Они наводят э. д. с. двойной частоты в цепи подмагничивания, которые вызывают в ней появление соответствующих токов. Последние создают намагничивающую силу, подавляющую четные гармоники потока шунта. Величина второй гармоники потока существенно влияет на величину третьей гармоники потока. В частности, при отсутствии второй гармоники потока его третья гармоника наибольшая и, следовательно, кривая выходного напряжения сильно искажена. При наличии фильтра токи четных гармоник значительно меньше, чем при его отсутствии. Включение фильтра приводит к уменьшению процентного содержания третьей гармоники в кривой переменного магнитного потока. При правильно рассчитанном фильтре в кривой выходного напряжения практически отсутствует третья гармоника (рис. 2-5 и 4-7, а).

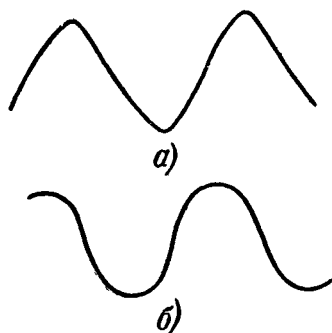


Рис. 4-7. Осциллограммы выходного напряжения ТРПШ с подавленными четными гармониками тока в цепи подмагничивания.

а — осциллограммы при неполном подавлении вторичной гармоники; б — то же при полном подавлении.

Приведенные соображения о взаимном влиянии гармонических составляющих потока могут быть проиллюстрированы следующими аналитическими выражениями. Э. д. с. $\bar{E}_{(3)}$ определяется при наличии второй гармоники потока в шунте $\bar{\Phi}_{\text{ш}(2)}$ по формуле:

$$Y_1 \left(\frac{\sqrt{2} \bar{E}_{(3)}}{3} \right) / Y_0 \left(\frac{\sqrt{2} \bar{E}_{(3)}}{3} \right) = K_{23} Y_3 (\bar{U}_{cm(1)}) / Y_0 (\bar{U}_{cm(1)}), \quad (4-46)$$

где K_{23} — коэффициент влияния второй гармоники потока на его третью,

$$K_{23} = \frac{Y_0 (\bar{\Phi}_{\text{ш}(2)}) + [Y_0 (\bar{\Phi}_{\text{ш}(2)}) - \dots \rightarrow \\ \rightarrow \dots \frac{- \text{th } \bar{\Phi}_d Y_1 (\bar{\Phi}_{\text{ш}(2)})] Y_1 (\bar{U}_{cm(1)}) / Y_3 (\bar{U}_{cm(1)})}{- \text{th } \bar{\Phi}_d Y_1 (\bar{\Phi}_{\text{ш}(2)})] Y_2 (\bar{U}_{cm(1)}) / Y_0 (\bar{U}_{cm(1)})}.$$

Как видим, формула (4-46) отличается от формулы (3-29) только коэффициентом K_{23} , зависящим от $\bar{\Phi}_{Ш(2)}$ и $\bar{\Phi}_d$ и меньшим единицы. При определенном значении $\bar{\Phi}_{Ш(2)}$ он становится равным нулю. В этом случае кривая выходного напряжения ПР не содержит третьей гармоники и практически близка к синусоиде (рис. 4-7,а).

Интересно заметить, что если добиться того, чтобы $\bar{\Phi}_{Ш(2)}$ стало больше своего оптимального значения, то K_{23} становится отрицательным, и форма кривой u_2 делается близкой к прямоугольной (рис. 4-7,б).

Включение фильтра-пробки в цепь подмагничивания может быть рекомендовано для улучшения формы кривой выходного напряжения однофазных ТРПШ при $\bar{I}_d > > 0,3\bar{I}_{дн}$.

Улучшение формы кривой фазных напряжений у трехфазных ПР с пофазным развязыванием цепи подмагничивания может быть осуществлено с помощью компенсационной обмотки в последовательном элементе, которая выполняется или в виде специальной короткозамкнутой обмотки или объединяется с обмоткой подмагничивания. По компенсационной обмотке замыкается ток тройной частоты, подавляющий третью гармонику потока в сердечнике СЭ. Другим способом устранения третьей гармоники из фазного напряжения является соединение обмоток переменного тока последовательного элемента треугольником или в равноплечий зигзаг.

Устранение третьей гармоники в фазных напряжениях особенно необходимо для трехфазных ПР, являющихся исполнительными органами стабилизаторов, так как только при ее отсутствии можно одновременно получать одинаковую точность стабилизации фазных и линейных напряжений.

4-13. РАСЧЕТ ПРЕДЕЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ТРПШ И АРПШ

При проектировании ТРПШ и АРПШ необходимо, после определения основных параметров, проверить, обеспечивают ли они заданную глубину регулирования выходного напряжения. Для этого достаточно вычислить максимальное и минимальное значения выходного на-

пряжения при любом возможном значении первичного напряжения и сопротивления нагрузки. Максимальное значение выходного напряжения $U_{2\text{макс}}$ может быть вычислено по формуле

$$U_{2\text{макс}} = (1 - \Delta U) U_{1\text{мин}} / K_w, \quad (4-47)$$

где ΔU должно быть определено из формулы (4-18).

Минимальное значение выходного напряжения для ТРПШ-I и АРПШ-I следует вычислить для режима холостого хода, при наибольшем значении входного напряжения и $I_d = 0$. Для этого нужно знать зависимости $U_{1c} = f(I_{1c})$ и $U_{1п} = f(I_{1п})$. Построить эти зависимости можно, пользуясь кривыми намагничивания, либо зависимостью удельной намагничивающей мощности q_x от магнитной индукции [Л. 87]. В последнем случае расчет следует проводить следующим образом. Задаваясь различными значениями магнитной индукции в главном сердечнике B_Γ и шунте $B_{\text{ш}}$, в пределах 0,6 — 1,7 тл, определяем намагничивающие мощности главного сердечника $Q_{x\Gamma}$ и шунта $Q_{x\text{ш}}$ по частным выражениям, соответствующим общей формуле:

$$Q_x = \Sigma q_{xk} G_{ck} + n q_3 s_3 \text{ [вар]}, \quad (4-48)$$

где q_{xk} — удельная намагничивающая мощность какого-либо k -го участка магнитопровода при данном значении индукции в нем, вар/кг; G_{ck} — вес этого участка, кг; n — число стыков, образуемых при шихтовке; q_3 — удельная намагничивающая мощность в зазоре стыка, вар/м²; s_3 — площадь поперечного сечения магнитопровода в месте стыка, м².

После определения $Q_{x\Gamma}$ и $Q_{x\text{ш}}$ находим $U_{1п}$, U_{1c} , $I_{1п}$ и I_{1c} по формулам:

$$U_{1c} = 4K_\Phi f B_{\text{ш}} Q_{\text{ш}\Sigma} \omega_{1c};$$

$$U_{1п} = 4K_\Phi f B_\Gamma Q_{\Gamma\Sigma} \omega_{1п};$$

$$I_{1c} = Q_{x\text{ш}} / U_{1c}; \quad I_{1п} = Q_{x\Gamma} / U_{1п}.$$

В этих формулах $Q_{\Gamma\Sigma}$ и $Q_{\text{ш}\Sigma}$, выраженные в квадратных метрах, суммарные активные сечения всех стержней главного и соответственно добавочного сердечника,

на которых расположены обмотки $w_{1п}$ или $w_{1с}$ (см. § 4-14).

По рассчитанным зависимостям $U_{1п} = f(I_{1п})$ и $U_{1с} = f(I_{1с})$ строится зависимость $(U_{1п} + U_{1с}) = f(I_1)$. Из этой зависимости находим для значения $U_{1п} + U_{1с} = U_{1\text{ макс}}$ величину тока I_{10} и соответствующие ей значения $U_{1п}$ и $U_{1с}$. Зная последние, можно определить минимальное значение выходного напряжения $U_{2\text{ мин}}$ по формуле

$$U_{2\text{ мин}} = \left[U_{1с} \left(1 - \frac{1}{K_{\Gamma}} \right) + U_{1п} \right] / K_w. \quad (4-49)$$

Если полученное значение $U_{2\text{ мин}}$ больше требуемого, необходимо несколько увеличить сечение стержня $Q_{ш}$.

Определение $U_{2\text{ мин}}$ для ТРПШ-II и АРПШ-II, а также для ТРПШ-I и АРПШ-I с $k_n = 1$ можно не проводить, так как рекомендуемые значения н. с. обмотки w'_d обеспечивают, как правило, получение его заданной величины.

4-14. ВЫБОР ТИПА КОНСТРУКЦИИ И МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПОДМАГНИЧИВАЕМЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И АВТОТРАНСФОРМАТОРОВ

Для проектирования должны быть заданы следующие величины: предельные значения частоты сети $f_{\text{макс}}$ и $f_{\text{мин}}$; номинальное $U_{1н}$ и предельные значения первичного напряжения $U_{1\text{ макс}}$ и $U_{1\text{ мин}}$; номинальное $U_{2н}$ и крайние значения вторичного напряжения $U_{2\text{ макс}}$ и $U_{2\text{ мин}}$ в пределах которых нужно регулировать вторичное напряжение при любых колебаниях напряжения и частоты сети и изменениях величины и характера нагрузки; номинальная выходная мощность S ; предельные значения коэффициента мощности нагрузки $(\cos \varphi_n)_{\text{макс}}$ и $(\cos \varphi_n)_{\text{мин}}$ с указанием значения тока нагрузки и вторичного напряжения, при которых они имеют место; возможная асимметрия токов при трехфазной нагрузке.

Необходимы также следующие указания: 1) продолжительность включения; 2) условия охлаждения и предельные значения температуры окружающей среды; 3) для ПР с выходом на постоянном токе — схема выпрямления (мостовая или с нулевой точкой). Кроме того, могут быть заданы следующие величины: 1) желательное значение номинального тока подмагничивания

I_d ; 2) предельное процентное содержание высших гармоник в кривой выходного напряжения.

Проектирование следует начинать с решения вопроса — делать ПР трансформатором или автотрансформатором. Подмагничиваемые трансформаторы следует применять при больших значениях коэффициента трансформации, а также при недопустимости электрической связи первичной цепи со вторичной; подмагничиваемые автотрансформаторы рекомендуются в том случае, когда отношение $U_{1\text{мин}}/U_{2\text{макс}}$ лежит в пределах 0,5—3 и допустима электрическая гальваническая связь между первичной сетью и вторичной. Определение типа автотрансформатора (повышающий или понижающий) возможно лишь после вычисления коэффициента трансформации K_w по формуле (4-33). Для выбора типа конструкции ПР прежде всего нужно определить расчетную глубину регулирования:

$$F = \frac{U_{1\text{макс}}U_{2\text{макс}}}{U_{1\text{мин}}U_{2\text{мин}}}.$$

Определив величину F , можно с помощью табл. 4-I—4-IV выбрать оптимальный тип ПР и схему его соединений. В табл. 4-I—4-IV указаны номера рисунков, на которых изображены конструкции и схемы ПР, наиболее целесообразные для различных значений предельного коэффициента регулирования и разных режимов работы.

Рекомендации таблиц основаны на материале, изложенном в предыдущих параграфах, и проверены путем расчетов различных многочисленных вариантов ПР, мощностью до 100 ква, предназначенных для работы в сетях 50, 400 и 1 000 гц. В некоторых графах таблиц рекомендуется несколько конструкций. Выбор между ними должен производиться при проектировании, исходя из возможных условий технологии, требований минимального расхода активных материалов, малого искажения формы кривой, выходного напряжения, высокого значения $\cos \phi_1$ и др. Напомним, что объединенные ПР компактнее и экономичнее соответствующих ПР разделенной конструкции.

В таблицы не включены специальные типы ПР, описанные в § 1-4, г, д и 1-5. Приводимая ниже методика расчета на них не распространяется.

Оптимальные типы однофазных подмагничиваемых трансформаторов

Коэффициент регулирования K_p	$k_n = 0$		$k_n = 1$	
	Конструкция, рис.	Схема, рис.	Конструкция, рис.	Схема, рис.
0,4—1,0	1-3, а, б 1-5, а, б, в 1-7, а, з 1-8, а, б 1-9, а, з	1-1, а 1-6, а 1-7, б, д 1-7, б, д 1-9, б, д 1-12, а*	1-3, а, б 1-5, а, б, в 1-7, а, з** 1-8, а, б** 1-9, а, з** 1-11, а	1-1, а 1-6, а 1-7, б, д 1-7, б, д 1-9, б, д 1-11, б, в***
0,04—0,4	1-3, в, з, д 1-5, з, д, е 1-7, ж	1-2, а 1-6, в, з 1-7, б	1-3, а, б 1-5, а, б, в 1-7, а, з 1-8, а, б 1-9, а, з	1-1, а 1-6, а 1-7, б, д 1-7, б, д 1-9, б, д
0—0,04	1-3, в, з, д 1-5, з, д, е 1-7, ж	1-2, а 1-6, в, з 1-7, б	1-3, в, з, д 1-5, з, д, е 1-7, ж	1-2, а 1-6, в, з 1-7, б

* Трансформатор имеет относительно хорошую форму кривой выходного напряжения и высокий $\cos \varphi_n$ при $K_p \geq 0,7$, но больший, чем другие типы, расход активных материалов.

** Сердечник рекомендуется делать с воздушным зазором (§ 1-4).

*** Трансформатор рекомендуется применять лишь в стабилизаторах напряжения.

При выборе между трехфазными ПР с трехфазным и пофазным развязыванием цепи подмагничивания следует помнить, что первые экономичнее, но последние имеют лучшую форму кривой выходного напряжения и применимы при несимметричной нагрузке и асимметрии (перекасе) входных напряжений.

Ниже приводятся общие формулы для определения основных параметров различных типов подмагничиваемых трансформаторов или автотрансформаторов практически минимального веса.

При необходимости спроектировать ПР минимального объема или с наименьшими потерями, или, наконец, наименьшей стоимости можно воспользоваться теми же основными расчетными формулами лишь заменив в выражениях (4-50) и (4-50') отношение удельных весов обмотки и стали другим соответствующим отношением [Л. 5].

Оптимальные типы однофазных подмагничиваемых автотрансформаторов

Коэффициент регулируе- ния K_p	$k_n = 0$		$k_n = 1$	
	Конструк- ция, рис.	Схема, рис.	Конструк- ция, рис.	Схема, рис.
0,6—1,0	1-3, <i>a, б</i> 1-5, <i>a, б, в</i> 1-7, <i>a</i> 1-8, <i>a</i> 1-9, <i>a</i> 1-3, <i>з, д*</i> 1-4, <i>д, е*</i>	1-1, <i>б, в</i> 1-6, <i>б</i> 1-7, <i>в</i> 1-7, <i>в</i> 1-9, <i>в</i> 1-12, <i>б*</i> 1-12, <i>в*</i>	1-3, <i>a, б</i> 1-5, <i>a, б, в</i> 1-7, <i>a**</i> 1-8, <i>a**</i> 1-9, <i>a**</i> 1-11, <i>з***</i>	1-1, <i>б, в</i> 1-6, <i>б</i> 1-7, <i>в</i> 1-7, <i>в</i> 1-9, <i>в</i> 1-11, <i>д, е***</i>
0,4—0,6	1-3, <i>в, з, д</i> 1-5, <i>з, д, е</i> 1-7, <i>ж</i>	1-1, <i>б, в</i> 1-6, <i>б</i> 1-7, <i>в</i>	1-3, <i>a, б</i> 1-5, <i>a, б, в</i> 1-7, <i>a</i> 1-8, <i>a</i> 1-9, <i>a</i>	1-1, <i>б, в</i> 1-6, <i>б</i> 1-7, <i>в</i> 1-7, <i>в</i> 1-9, <i>в</i>
$\frac{0,04}{1 - \frac{1}{K_w}} \div 0,4$	1-3, <i>в, з, д</i> 1-5, <i>з, д, е</i> 1-7, <i>ж</i>	1-2, <i>б</i> 1-6, <i>д, е, ж</i> 1-7, <i>в</i>	1-3, <i>a, б</i> 1-5, <i>a, б, в</i> 1-7, <i>a</i> 1-8, <i>a</i> 1-9, <i>a</i>	1-1, <i>б, в</i> 1-6, <i>б</i> 1-7, <i>в</i> 1-7, <i>в</i> 1-9, <i>в</i>
$0 \div \frac{0,04}{1 - \frac{1}{K_w}}$	1-3, <i>в, з, д</i> 1-5, <i>з, д, е</i> 1-7, <i>ж</i>	1-2, <i>б</i> 1-6, <i>д, е, ж</i> 1-7, <i>в</i>	1-3, <i>в, з, д</i> 1-5, <i>з, д, е</i> 1-7, <i>ж</i>	1-2, <i>б</i> 1-6, <i>д, е, ж</i> 1-7, <i>в</i>

* Автотрансформаторы имеют относительно хорошую форму кривой выходного напряжения и высокий $\cos \varphi_1$ при $K_p \geq 0,7$, но больший, чем другие типы, расход активных материалов.

** Сердечник рекомендуется делать с воздушным зазором (§ 1-4).

*** Автотрансформатор рекомендуется применять лишь в стабилизаторах напряжения.

Для расчета ПР с минимальным объемом обмотки и сердечника это отношение следует принять равным единице, для расчета ПР с минимальными потерями, равным $\rho \Delta^2 / \rho_{cg} c$, для расчета ПР с минимальной стоимостью активных материалов — равным $c_0 g_0 / c_{cg} c$, где c_0 и c_c — стоимость 1 кг провода и стали соответственно.

А. Определение основных размеров главного и добавочного сердечников. Выбор стандартных сердечников для ПР

Главный и добавочный сердечник ПР разделенной конструкции и ПР объединенной конструкции с состав-

Таблица 4-III

Оптимальные типы трехфазных подмагничиваемых трансформаторов

Коэффициент регулирования K_p	$k_H = 0$				$k_H = 1$			
	ТРПШ с пофазным развязыванием		ТРПШ с трехфазным развязыванием		ТРПШ с пофазным развязыванием		ТРПШ с трехфазным развязыванием	
	Конструкция, рис.	Схема, рис.	Конструкция, рис.	Схема, рис.	Конструкция, рис.	Схема, рис.	Конструкция, рис.	Схема, рис.
0,4—1		1-15, а, б, в, з	1-18, а, б	1-15, а, б, в, з		1-15, а, б, в, з	1-18, а, б	1-15, а, б, в, з
	1-17, а	1-17, б			1-17, а	1-17, б		
0,04—0,4		1-16, а	1-18, в, з	1-16, а		1-15, а, б, в, з	1-18, а, б	1-15, а, б, в, з
					1-17, а	1-17, б		
0—0,04		1-16, а	1-18, в, з	1-16, а		1-16, а	1-18, в, з	1-16, а

Таблица 4-IV

Оптимальные типы трехфазных подмагничиваемых автотрансформаторов

Коэффициент регулирования K_p	$k_H = 0$				$k_H = 1$			
	АРПШ с пофазным развязыванием		АРПШ с трехфазным развязыванием		АРПШ с пофазным развязыванием		АРПШ с трехфазным развязыванием	
	Конструкция, рис.	Схема, рис.	Конструкция, рис.	Схема, рис.	Конструкция, рис.	Схема, рис.	Конструкция, рис.	Схема, рис.
0,6—1		1-16, з	1-18, а, б	1-16, з		1-15, д	1-18, а, б	1-15, д

Коэффициент регулирования K_p	$k_H = 0$				$k_H = 1$			
	АРПШ с пофазным развязыванием		АРПШ с трехфазным развязыванием		АРПШ с пофазным развязыванием		АРПШ с трехфазным развязыванием	
	Конструкция, рис.	Схема, рис.	Конструкция, рис.	Схема, рис.	Конструкция, рис.	Схема, рис.	Конструкция, рис.	Схема, рис.
0,6—1	1-17, в	1-17, з			1-17, в	1-17, з		
0,4—0,6		1-15, д	1-18, в, з	1-15, д		1-15, д	1-18, а, б	1-15, д
					1-17, в	1-17, з		
$0,04 \frac{1}{1-K_w} - 0,4$		1-16, б, в	1-18, в, з	1-16, б, в		1-15, д	1-18, а, б	1-15, д
					1-17, в	1-17, з		
$0 \div 0,04 \frac{1}{1-K_w}$		1-16, б, в	1-18, в, з	1-16, б, в		1-16, б, в	1-18, в, з	1-16, б, в

Рекомендуемые значения конструктивных коэффициентов

Таблица 4-V

Конструкция	Рис. 1-3, а; 1-5, а	Рис. 1-3, б, в; 1-5, б, з	Рис. 1-3, г; 1-5, д	Рис. 1-3, д; 1-5, е	Рис. 1-7; 1-8	Рис. 1-9	Рис. 1-11	Рис. 1-17	Рис. 1-18, а	Рис. 1-18, б	Рис. 1-18, в	Рис. 1-18, г
K_1	2	1	4	2	2	3	2	1	1	1	2	1
K_2	4	2	4	2	3	3	4	2	2	1	2	1
n_T	2—2,5	2—2,5	1—2	1—2	2,5	1,5	3	1,5—2	1,5—2	1,5—2	0,7—1	0,7—1

Рекомендуемые значения коэффициента K_q

Схема	Конструкция	
	Рис. 1-5, а, б, в, з; 1-17, а	Рис. 1-5, д, е; 1-11, а
Рис. 1-6, а; 1-17, б	$\frac{2(1 - \Delta U) U_{1 \text{ мин}}}{K_{\Gamma} K_{\text{III}} U_{1 \text{ макс}}}$	
Рис. 1-6, б	$\frac{2(1 - \Delta U) (K_w - 1) U_{1 \text{ мин}}}{K_w K_{\text{III}} U_{1 \text{ макс}}}$	
Рис. 1-6, в; 1-11, в	$\frac{2(1 - \Delta U) U_{1 \text{ мин}}}{K_{\Gamma} K_{\text{III}} U_{1 \text{ макс}}}$	$\frac{(1 - \Delta U) U_{1 \text{ мин}}}{K_{\Gamma} K_{\text{III}} U_{1 \text{ макс}}}$
Рис. 1-6, з	$\frac{2(1 - \Delta U) U_{1 \text{ мин}}}{(1 - K_{\Gamma}) K_{\text{III}} U_{1 \text{ макс}}}$	$\frac{(1 - \Delta U) U_{1 \text{ мин}}}{(1 - K_{\Gamma}) K_{\text{III}} U_{1 \text{ макс}}}$
Рис. 1-6, д, е	$\frac{2(1 - \Delta U) (1 - K_w) U_{1 \text{ мин}}}{(1 - K_{\Gamma}) K_{\text{III}} U_{1 \text{ макс}}}$	$\frac{(1 - \Delta U) (1 - K_w) U_{1 \text{ мин}}}{(1 - K_{\Gamma}) K_{\text{III}} U_{1 \text{ макс}}}$
Рис. 1-6, ж	$\frac{2(1 - \Delta U) (K_w - 1) U_{1 \text{ мин}}}{K_{\Gamma} K_{\text{III}} K_w U_{1 \text{ макс}}}$	$\frac{(1 - \Delta U) (K_w - 1) U_{1 \text{ мин}}}{K_{\Gamma} K_{\text{III}} K_w U_{1 \text{ макс}}}$
Рис. 1-6, з, и	$\frac{2(1 - \Delta U) (K_w - 1) U_{1 \text{ мин}}}{K_{\text{III}} (K_{\Gamma} - K_{\Gamma} K_w + 1) U_{1 \text{ макс}}}$	$\frac{(1 - \Delta U) (K_w - 1) U_{1 \text{ мин}}}{(K_{\Gamma} - K_{\Gamma} K_w + 1) K_{\text{III}} U_{1 \text{ макс}}}$
Рис. 1-6, к	$\frac{2(1 - \Delta U) K_w U_{1 \text{ мин}}}{(K_{\Gamma} - 1) K_{\text{III}} U_{1 \text{ макс}}}$	$\frac{(1 - \Delta U) K_w U_{1 \text{ мин}}}{(K_{\Gamma} - 1) K_{\text{III}} U_{1 \text{ макс}}}$

ным магнитопроводом показаны на рис. 1-3, 1-5, 1-17 и 1-18. Они обозначены соответственно буквами Γ и III . Для выявления главного и добавочного сердечника у ПР с объединенным магнитопроводом нужно, как уже указывалось в гл. 1, мысленно отделить те участки, по которым замыкается постоянный поток подмагничивания Φ_d . Эти участки образуют добавочные сердечники (шунты), а основная часть магнитопровода является главным сердечником. На рис. 4-8 показаны пунктирной линией границы между главным и добавочным сердечником ПР с объединенным магнитопроводом. Как видно, у ПР с сочлененной конструкцией (рис. 4-8, а, б, в) граница проходит по ярму, а у ПР со связанной конструкцией (рис. 4-8, б) — по стержням. Поперечные сечения участков магнитопроводов объединенных ПР (ярм

или стрежней), по которым проходят границы между главными и добавочными сердечниками, равны суммам расчетных поперечных сечений главных и добавочных сердечников.

1. Активная площадь поперечного сечения основного стержня главного и доба-

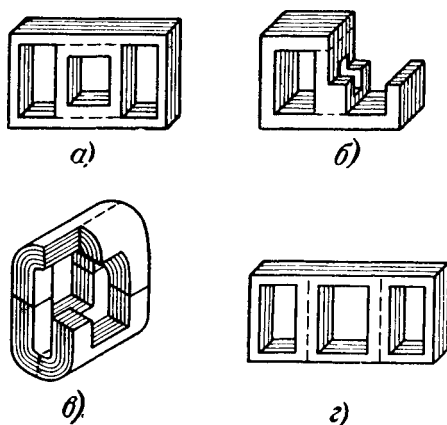


Рис. 4-8. Выявление главного и добавочного сердечника.

a — выявление для ПР рис. 1-7; *б* — то же для рис. 1-8; *в* — то же для ПР рис. 1-9; *г* — то же для ПР рис. 1-11.

вочного сердечника. Основным будем называть стержень сердечника, на котором имеются обмотки переменного тока. Значения активных площадей поперечного сечения основного стержня главного сердечника Q_{Γ} и добавочного $Q_{\text{ш}}$ должны лежать в пределах:

$$Q_{\Gamma} = (4,1 \div 4,4) \left(\frac{S_{\text{м}}}{f B_{\Gamma} K_1^{1,5}} \frac{g_0}{g_c} \right)^{4/7} \left(\frac{\rho}{q_{\Gamma, \text{п}}} \cdot 10^{10} \right)^{2/7} [\text{см}^2]; \quad (4-50)$$

$$Q_{\text{ш}} = (5,8 \div 6,7) \left(\frac{S_c}{f B_{\text{ш}} K_2^{1,5}} \frac{g_0}{g_c} \right)^{4/7} \left(\frac{\rho}{q_{\Gamma, \text{с}}} \cdot 10^{10} \right)^{2/7} [\text{см}^2], \quad (4-50')$$

где K_1 и K_2 — конструктивные коэффициенты (табл. 4-V). Величины S_{Π} и S_c находятся по формулам (4-20)—(4-31). Для окончательного выбора величин Q_{Γ} и $Q_{\text{ш}}$ находим оптимальные значения отношения $K_q = Q_{\Gamma}/Q_{\text{ш}}$. Для ПР разделенной и связанной конструкции (рис. 1-3, 1-11, в, 1-17, в, 1-18) величину K_q можно брать произвольной. Для однофазных ПР сочлененной конструкции (рис. 1-7, 1-8 и 1-9) $K_q \geq 1$. Если при расчете этих ПР значение Q_{Γ} , вычисленное по формуле (4-50), окажется меньше, чем значение $Q_{\text{ш}}$, вычисленное по формуле (4-50'), то обязательно следует выбрать величину Q_{Γ} равной величине $Q_{\text{ш}}$, определенной по формуле (4-50'). Для остальных ПР рекомендуемые значения K_q приведены в табл. 4-VI. Следует отметить, что для ряда ПР может оказаться, что величина K_q , приведенная в табл. 4-VI больше, чем отношение наибольшего значения $Q_{\Gamma.\text{макс}}$, полученного из формулы (4-50), к наименьшему значению $Q_{\text{ш.мин}}$, полученному из формулы (4-50'). В этом случае целесообразно выбрать Q_{Γ} равным $Q_{\Gamma.\text{макс}}$, а $Q_{\text{ш}}$ — равным $Q_{\text{ш.мин}}$. Если величина K_q , приведенная в табл. 4-VI, меньше, чем отношение значений $Q_{\Gamma.\text{мин}}$ и $Q_{\text{ш.макс}}$, полученных по формулам (4-50), (4-50'), следует выбрать значения Q_{Γ} и $Q_{\text{ш}}$ равными этим предельным значениям.

2. Размеры поперечного сечения основного стержня главного и добавочного сердечника. Поперечное сечение основного стержня главного или добавочного сердечника ПР с мощностью, превышающей 1—3 *кВа*, целесообразно выбирать в виде ступенчатой фигуры, вписываемой в круг¹, а при меньшей мощности и у ПР броневой конструкции — прямоугольной формы.

Диаметр окружности, описанной вокруг поперечного сечения основного стержня главного или добавочного сердечника ПР со ступенчатым сечением, может быть взят равным:

$$D = \sqrt{\frac{4Q}{\pi K_c K_{\text{кр}}}},$$

¹ Минимальный вес имеет ПР с овальным поперечным сечением стержня.

где $K_c \approx 0,9$; $K_{кр}$ — коэффициент использования площади круга (табл. 4-VII), значение Q выбирается равным Q_{Γ} при определении диаметра описанной окружности для главного сердечника и Q_{III} — для добавочного.

Т а б л и ц а 4-VII

Мощность одной фазы ПР, <i>квa</i>	До 3	3—5	5—15	15—100
Число ступеней	1	2	3	4
$K_{кр}$	0,636	0,786	0,851	0,886

Толщина пакета основного стержня главного сердечника ПР при прямоугольном поперечном сечении равна:

$$b_{\Gamma} = \sqrt{n_{\Gamma} Q_{\Gamma} / K_c}, \quad (4-51)$$

где n_{Γ} — конструктивный коэффициент (табл. 4-V). Ширина пластины этого прямоугольного стержня:

$$a_{\Gamma} = Q_{\Gamma} / K_c b_{\Gamma}. \quad (4-51')$$

Толщина пакета («толщина набора») и ширина стержня добавочного сердечника выбираются следующим образом: а) для однофазных трансформаторов и автотрансформаторов (рис. 1-7, 1-9, 1-11) толщина принимается равной толщине главного стержня; б) для трансформаторов и автотрансформаторов (рис. 1-8) — ширине главного стержня; в) для трансформаторов и автотрансформаторов (рис. 1-5, 1-17) толщина может быть определена по формуле:

$$b_{III} = Q_{III} / K_c a_{\Gamma}.$$

При расчете ПР разделенной конструкции величины b_{III} и a_{III} следует определять из формул

$$b_{III} = (1 + \sqrt{1,2 Q_{III} / K_c});$$

$$a_{III} = Q_{III} / K_c b_{III}.$$

3. Активная площадь поперечного сечения ярма главного сердечника $Q_{я.Г}$. Поперечное сечение ярма главного сердечника следует делать прямоугольным и лишь в ПР с мощностью свыше 10—20 кВа — ступенчатым. В ПР (рис. 1-3, а, з; 1-5, а, д; 1-7; 1-8; 1-11; 1-17; 1-18, а, б, в) $Q_{я.Г}$ должно быть равным $Q_{Г}$. В однофазных ПР (рис. 1-3, б, в, д; 1-5, б, з, е; 1-18, з) $Q_{я.Г}$ равно $0,5Q_{Г}$.

Ярма в ПР с наборным главным сердечником могут быть в ряде случаев усилены на 5—10%. В ПР с виты-

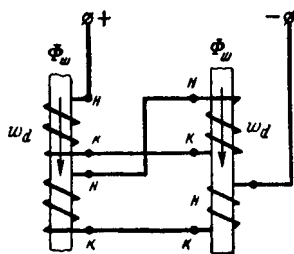


Рис. 4-9. Секционирование обмотки подмагничивания.

ми сердечниками и наборными из стандартных П- и Ш-образных пластин усиления нет.

4. Окно главного сердечника. Высота окна может быть найдена из формулы:

$$h_{Г} = (1,2 \div 1,4) K_1 \left(1 + 2,3 \sqrt{\frac{g'_c}{g'_0 K_1}} \right) a_{Г}. \quad (4-52)$$

Ширина окна предварительно может быть определена из формулы

$$c_{Г} \approx h_{Г} / n_{Г}.$$

Величина $c_{Г}$ окончательно устанавливается после расчета обмоток.

5. Активная площадь поперечного сечения ярма добавочного сердечника $Q_{я.Ш}$. В ПР (рис. 1-3, а, з; 1-5, а, д; 1-7; 1-8; 1-11; 1-17 и 1-18, а, б) $Q_{я.Ш}$ целесообразно выбирать равным $Q_{Ш}$, в ПР (рис. 1-3, б, в, д; 1-5, б, з, е; 1-18, б, з) — равным $0,5Q_{Ш}$.

6. Размеры окна добавочного сердечника. Высота окна $h_{\text{ш}}$ ПР (рис. 1-5; 1-9; 1-11; 1-17,а) может быть взята равной h_{Γ} ; в ПР (рис. 1-7) $h_{\text{ш}} = h_{\Gamma} - 2b_{\text{ш}}$; в ПР (рис. 1-8) $h_{\text{ш}} = h_{\Gamma} - 2a_{\text{ш}}$; в ПР разделенной конструкции

$$h_{\text{ш}} = (0,6 \div 0,7) K_2 \left(1 + 3,35 \sqrt{\frac{g'_c}{g'_0 K_2}} \right) a_{\text{ш}}. \quad (4-52')$$

Ширину окна добавочного сердечника ПР (рис. 1-5; 1-17,а) следует брать такой же, как и у главного сердечника, а у других ПР определять ее целесообразно лишь после расчета обмоток.

7. Использование нормализованных сердечников. Для главного и добавочного сердечников ПР разделенной конструкции с составным магнитопроводом можно использовать также и нормализованные сердечники [Л. 5, 22], предназначенные для обычных трансформаторов. Применять нужно сердечники, типовая мощность которых равна $S_{\text{п}}$ и $0,5 S_{\text{с}}$. Величины $S_{\text{п}}$ и $S_{\text{с}}$ вычисляются по формулам, данным в § 4-3.

Б. Расчет обмоток

При расчете обмоток принимается, что обмотки, расположенные на двух разных стержнях одного и того же сердечника (главного или добавочного), соединены друг с другом последовательно. При их параллельном включении следует числа витков, полученные по приведенным ниже формулам, увеличивать в два раза, а сечение провода уменьшать вдвое.

8. Число последовательно соединенных витков одной катушки¹ обмотки $w_{1\text{п}}$:

$$w_{1\text{п}} = \frac{0,22\alpha U_{1\text{мин}}}{f B_{\Gamma} Q_{\Gamma\text{с}}}, \quad (4-53)$$

где $U_{1\text{мин}}$ — минимальное фазное первичное напряжение, в; α — коэффициент, определяемый по формуле (4-21); $Q_{\Gamma\text{с}}$ — выраженное в м^2 суммарное активное сечение главных стержней, охваченных обмоткой $w_{1\text{п}}$.

¹ Здесь и ниже принято, что обмотки выполняются цилиндрическими. При дисковых (галетных) обмотках приводимые формулы позволяют определить суммарное число последовательно соединенных витков всего комплекта дисков, относящихся к соответствующей обмотке одного стержня.

Для ПР (рис. 1-3, б, в; 1-5, б, г; 1-17; 1-18, а, б, г) $Q_{Г\Gamma} = Q_{Г}$; для ПР (рис. 1-3, а, д; 1-5, а, е; 1-7; 1-8; 1-9; 1-11; 1-18, в) $Q_{Г\Gamma} = 2Q_{Г}$; для ПР (рис. 1-3, г, 1-5, д) $Q_{Г\Gamma} = 4Q_{Г}$.

9. Число витков одной катушки обмотки $w_{2п}$:

$$w_{2п} = \frac{0,22\alpha U_{1\text{ мин}}}{f B_{Г} Q_{Г\Gamma} K_w}. \quad (4-54)$$

Значение K_w вычисляется по формуле (4-33).

10. Число витков одной катушки обмотки $w_{\Deltaп}$:

$$w_{\Deltaп} = \frac{0,22\alpha U_{1\text{ мин}}}{f B_{Г} Q_{Г\Gamma}} \left| 1 - \frac{1}{K_w} \right|. \quad (4-55)$$

11. Число витков одной катушки обмотки $w_{1с}$. Для ТРПШ и АРПШ $w_{1с}$ можно определить по формуле

$$w_{1с} = \frac{0,22 K_{Г} K_{Ш} U_{1\text{ макс}}}{f B_{Ш} Q_{Ш\Gamma}}, \quad (4-56)$$

где $Q_{Ш\Gamma}$ — суммарное активное сечение добавочных стержней охваченных обмоткой $w_{1с}$. Для ПР (рис. 1-18, б, г) $Q_{Ш\Gamma} = Q_{Ш}$; для ПР (рис. 1-3, б, в, д; 1-5, б, в, г, е; 1-7; 1-8; 1-9; 1-11; 1-17; 1-8, а, в) $Q_{Ш\Gamma} = 2Q_{Ш}$; для ПР (рис. 1-3, а, г; 1-5, а, д) $Q_{Ш\Gamma} = 4Q_{Ш}$; $K_{Г}$ — коэффициент группы, определяемый по рекомендациям § 4-5; $K_{Ш}$ — коэффициент, выбираемый по графикам рис. 4-3.

Для АРПД (рис. 1-12, б) число витков обмотки $w_{1с}$ равно:

$$w_{1с} = \frac{0,22 U_{1\text{ макс}}}{f B_{Ш} Q_{Ш\Gamma}}. \quad (4-56')$$

12. Число витков одной катушки обмотки $w_{2с}$. Для ТРПШ и АРПШ $w_{2с}$ можно определить как

$$w_{2с} = |1 - K_{Г}| \frac{0,22 K_{Ш} U_{1\text{ макс}}}{f B_{Ш} Q_{Ш\Gamma} K_w}. \quad (4-57)$$

Для АРПД (рис. 1-12, б) $w_{2с}$ равно:

$$w_{2с} = w_{1с} / \Delta U_{+}. \quad (4-57')$$

13. Число витков одной катушки обмотки $w_{\Delta c}$. Для АРПШ $w_{\Delta c}$ рассчитывается по формуле

$$w_{\Delta c} = \frac{0,22 (K_{\Gamma} K_w - K_{\Gamma} + 1) K_{III} U_{1 \text{ макс}}}{f B_{III} Q_{III} K_w}. \quad (4-58)$$

14. Число витков одной катушки переменного тока последовательного (w_c) или последовательно-параллельного элемента ТРПД ($w_{c.п}$), (рис. 1-12, а). w_c или $w_{c.п}$ можно вычислить по формулам

$$w_c = \frac{0,22 U_{1 \text{ макс}} (1 - 1/F)}{f B_{III} Q_{III}} \quad (4-59)$$

или

$$w_{c.п} = \frac{0,22 U_{1 \text{ мин}} (F - 1)}{f B_{III} Q_{III}}. \quad (4-60)$$

15. Число витков одной катушки обмотки $w_{п.с}$ и одной катушки дополнительной обмотки w' .

В табл. 4-VIII приведены номера формул, по которым следует рассчитывать числа витков обмотки $w_{п.с}$ для различных ПР.

Таблица 4-VIII

Схема	Рис. 1-6, а, в; 1-11, в; 1-17, б	Рис. 1-6, б	Рис. 1-6, з	Рис. 1-6, д, к; 1-11, а	Рис. 1-6, е, ж, з	Рис. 1-6, и	Рис. 1-12, в
Номера формул	(4-53) или (4-56)	(4-56)	(4-54) или (4-57)	(4-57)	(4-55)	(4-58)	(4-53)

Обмотка w' применяется только в ПР с охватывающими обмотками, у которых отношение Q_{Γ}/Q_{III} больше или меньше K_q , определенного по соответствующей формуле таблицы 4-VI. В первом случае обмотку располагают на добавочном сердечнике (рис. 1-6, е, ж, з), во втором — на главном (рис. 1-6, б, д, и, к).

Число витков обмотки w' обычно находится по формуле

$$w' = w_{п.с} |K_q - Q_{\Gamma}/Q_{III}|. \quad (4-61)$$

16. Число витков одной катушки обмотки подмагничивания ПР без обратной связи. Число витков ω_d может быть найдено из формулы

$$\omega_d = F_d / I_{dн},$$

где F_d — намагничивающая сила обмотки подмагничивания. Для ТРПШ, АРПШ и ТРПД без обратных связей F_d равно:

$$F_d = K_d I_{1н} \frac{0,22 K_{ш} U_{1 \max}}{f B_{ш} Q_{ш\sigma}},$$

где величина K_d берется из графиков рис. 4-3.

Для ТРПД (рис. 1-12,а) величина F_d вычисляется по формуле

$$F_d = K_d I_{1н} \frac{0,22 U_{1 \max} (1 - 1/F)}{f B_{ш} Q_{ш\sigma}},$$

а для АРПД (рис. 1-12,б) — по формуле

$$F_d = K_d (F - 1) I_{2н} \omega_{2с} \text{ при } \Delta U_+ / \Delta U_- > \frac{1}{F}$$

или

$$F_d = K_d \left(1 - \frac{1}{F}\right) I_{2н} \omega_{2с} \text{ при } \Delta U_+ / \Delta U_- < \frac{1}{F}.$$

Величину номинального тока подмагничивания, если она не задана, можно выбрать произвольно. При очень малом токе I_d число витков обмотки ω_d велико, и в ней могут наводиться большие переменные э. д. с. Для «развязки» такой обмотки приходится осуществлять секционирование (рис. 4-9) [Л. 6], что усложняет монтаж. В трансформаторах, разработанных в лаборатории, величина э. д. с., наводимой в одной секции, не превышала, как правило, 400 в. В ПР с малым $I_{дн}$ и большим числом витков ω_d заполнение окна хуже, чем в ПР с большим $I_{дн}$. Выбор слишком больших значений тока $I_{дн}$ может привести к необходимости применения сильноточных вентилях в блоке управления и дополнительного понижающего трансформатора для питания его цепей. Учитывая изложенное, целесообразно выбирать

значения тока $I_{дн}$ по следующей эмпирической формуле:

$$I_{дн} \approx (0,2 \div 0,4) S^{0,8} \cdot 10^{-2} [a],$$

где S — выходная мощность ПР, *ва*.

17. Числа витков обмоток подмагничивания ПР с внешней обратной связью. Число витков одной катушки обмотки $\omega_{o.c}$ может быть найдено из формулы:

$$\omega_{o.c} = (1 + K_i) K_{o.c} F_d / K_d I_{o.c}, \quad (4-62)$$

где K_i — отношение обратного тока вентиля к номинальному значению прямого тока. Величина K_i для селеновых выпрямителей равна 0,02—0,06, для германиевых и кремниевых близка к нулю. В формуле (4-62) $I_{o.c}$ — ток в обмотке обратной связи, определяемый в зависимости от способа ее осуществления. Если обмотка о. с. подключена к выходным зажимам однофазного выпрямительного моста, включенного непосредственно в первичную или вторичную цепь ТРПШ или АРПШ, то $I_{o.c}$ равен $I_{1н}$ или $I_{2н}$. Если обмотка подключена к выходным зажимам трехфазного моста, включенного в центр звезды первичных обмоток, то $I_{o.c} = 1,35 I_{1н}$ [Л. 7, 8], а если в центр звезды вторичных обмоток, то $I_{o.c} = 1,35 I_{2н}$. Если обмотка $\omega_{o.c}$ питается от выпрямительного моста, подключенного к трансформатору тока, то при определении $I_{o.c}$ следует, разумеется, учесть величину коэффициента трансформации. Числа витков каждой катушки обмоток управления ω_y и смещения $\omega_{см}$ при $K_{o.c} = 1$ могут быть найдены из соотношения

$$I_y \omega_y \approx I_{см} \omega_{см} \approx (1,5 \div 2,0) \left(1 - \frac{1}{K_d}\right) F_d; \quad (4-63)$$

при $K_{o.c} < 1$

$$I_y \omega_y = (1,05 \div 1,1) \left(1 - \frac{K_{o.c}}{K_d}\right) F_d.$$

Целесообразно при произвольном выборе тока I_y пользоваться следующей формулой:

$$I_y = I_{см} = (0,4 \div 0,8) S^{0,8} \cdot 10^{-3} [a]. \quad (4-63')$$

18. Числа витков обмоток подмагничивания ПР с внутренней обратной связью. Числа витков одной катушки обмоток ω_y и ω_{cm} ПР с внутренней обратной связью и ток в них могут быть выбраны так же, как в случае ПР с внешней обратной связью — по формулам (4-63) и (4-63').

19. Числа витков одной катушки обмотки подмагничивания главного сердечника ω'_d . Число витков ω'_d можно определить из формулы

$$\omega'_d = (0,05 \div 0,1) I_{dH} \omega_{2\Pi} / I'_{dH},$$

где I'_{dH} — номинальное значение тока подмагничивания главного сердечника. При выборе I'_{dH} рекомендуем пользоваться формулой (4-63').

Число витков обмотки ω'_d АРПД (рис. 1-12,б) равно:

$$\omega'_d = \left(1 - \frac{1}{F}\right) K_d I_2 \omega_{2\Pi}.$$

20. Число витков компенсационной обмотки ω_K . Число витков одной катушки короткозамкнутой обмотки ω_K может быть вычислено по формуле

$$\omega_K = (0,1 \div 0,2) \frac{F_d}{I_K},$$

где I_K — ток в обмотке, выбираемый в ПР с обратной связью, как правило, равным I_y .

21. Первичный ток. Предварительно ток I_{1H} может быть вычислен по формуле

$$I_{1H} \cong (1,02 \div 1,1) I_{2H} / K_w.$$

Большие значения коэффициента относятся к ПР с малыми мощностями (несколько сотен вольт-ампер), а меньшие — к мощным ПР. Окончательно ток I_{1H} может быть определен из формулы (4-64).

22. Токи в обмотках $\omega_{1\Pi}$, $\omega_{2\Pi}$, ω_{2c} повышающих и понижающих подмагничиваемых автотрансформаторов могут быть вычислены по формуле

$$I_w = (1,05 \div 1,2) I_2 |1 - K_w|.$$

23. Сечения проводов обмоток и размеры катушек определяются, исходя из величин токов, протекающих по ним, предельных тепловых нагрузок и допустимых значений плотности тока. При выборе сечения провода для обмоток $\omega_{1с}$ и $\omega_{2с}$ трансформаторов с внутренней обратной связью следует иметь в виду, что действующее значение токов в этих обмотках в $\sqrt{2}$ раз меньше, чем в этих же обмотках при отсутствии внутренней обратной связи. Если расчетное сечение провода получается для какой-либо обмотки слишком большим, то ее целесообразно выполнить с параллельными ветвями меньшего сечения.

24. Каналы для охлаждения. В ПР мощностью свыше 2—3 *кВа* между цилиндрическими обмотками целесообразно предусмотреть вертикальные каналы. Для ПР с естественным воздушным охлаждением и высотой окна сердечника не более 100 *см* ширина вертикальных каналов должна быть не менее, чем 1,2—2,0 *см*, а в ПР с масляным охлаждением — 0,5—0,8 *см* [Л. 87].

В. Поверочный расчет ПР

В поверочный расчет ПР входит определение потерь, к. п. д., расчетной глубины регулирования и величины первичного тока и $\cos \varphi_1$ при номинальном режиме.

Значение потерь и к. п. д., а также величин ΔU , $U_{2\max}$ и $U_{2\min}$ вычисляется по формулам, приведенным в § 4-2; 4-10, 4-13.

Намагничивающий ток ПР при $U_{2н}$ и $I_{дн}$ может быть вычислен по формуле

$$I_{п} = \sqrt{I_{па}^2 + I_{пр}^2},$$

где $I_{па} = \Delta P_c / (1 - \Delta U) U_{1\min}$ и $I_{пр} = Q_x / (1 - \Delta U) U_{1\min}$ — соответственно активная и реактивная составляющие тока. Окончательное значение тока $I_{1н}$ может быть определено из формулы

$$I_{1н} = \sqrt{(I_{2н}/K_w)^2 + I_{п}^2 + 2I_{2н}I_{п} \sin \varphi_{н}/K_w}; \quad (4-64)$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{U_{2н}I_{2н}}{U_{1н}I_{1н}} \cos \varphi_{н}. \quad (4-65)$$

ПРИЛОЖЕНИЕ

*Пример расчета однофазного АРПШ с сочлененным
четырёхстержневым магнитопроводом мощностью 20 кВа
(рис. 1-7, а, е).*

Техническое задание

1. Частота сети 50 гц.
2. Номинальное, максимальное и минимальное входные напряжения: $U_{1н}=380$ в, $U_{1макс}=418$ в, $U_{1мин}=342$ в.
3. Номинальное значение выходного напряжения $U_2=380\pm 5$ в
4. Номинальная выходная мощность $S=20$ кВа.
5. Предельные значения тока нагрузки при номинальном подмагничивании шунта $I_{2н}=I_{2макс}=52,5$ а и $I_{2мин}=0$.
6. Коэффициент мощности нагрузки при любых допустимых значениях тока нагрузки $\cos \varphi_n=0,8$.
7. Продолжительность включения — длительная.
8. Условия охлаждения — естественное, воздушное.
9. Температура окружающей среды 35° .

1. Выбор типа конструкции и схемы соединения обмоток

1. Глубина регулирования и коэффициент k_n [формулы (1-1) и (1-2)]:

$$F = \frac{U_{1\text{ макс}} U_{2\text{ макс}}}{U_{1\text{ мин}} U_{2\text{ мин}}} = \frac{418 \cdot 385}{342 \cdot 375} = 1,25; \quad k_n = 0$$

2. Коэффициент трансформации (формула 4-33)

$$K_w = (1 - \Delta U) U_{1\text{ мин}} / U_{2\text{ макс}} = (1 - 0,16) \frac{342}{385} = 0,75.$$

Величина ΔU выбрана из графиков рис. 4-3, б.

3. Согласно рекомендациям табл. 4-II, выбираем повышающий АРПШ с сочлененным четырёхстержневым магнитопроводом (рис. 1-7, а, е). Магнитопровод наборный, шихтованный. В АРПШ осуществляем внешнюю обратную связь по току, протекающему в цепи обмотки $W_{1п}$ (рис. 1-4, в).

II. Выбор марки стали и определение основных размеров магнитопровода

Для магнитопровода выбираем сталь Э310 толщиной 0,35 мм.

4. Активная площадь поперечного сечения основного стержня главного и добавочного сердечника. Сначала определяем величины K_p [формула (4-38)], K_Γ (§ 4-5), α [формула (4-21)] и K'_S [формула (4-27)] и выбираем величины B_Γ и B_{III} :

$$K_p = (1 - \Delta U)/F = (1 - 0,16)/1,25 \approx 0,67;$$

$$K_\Gamma = 0,5/(1 - K_p) = 0,5/(1 - 0,67) = 1,52;$$

$$\begin{aligned} \alpha &= \left(\frac{U_{1 \text{ макс}} - U_{1 \text{ мин}}}{U_{1 \text{ мин}}} - \Delta U \right) (1 - K_\Gamma) + 1 - \Delta U = \\ &= \left(\frac{418 - 342}{342} - 0,16 \right) (1 - 1,52) + 1 - 0,16 = 0,79. \end{aligned}$$

По графикам рис. 4-3 выбираем $K_S = 0,5$,

$$K'_S = K_S \frac{U_{1 \text{ макс}}}{U_{1 \text{ мин}}} = 0,5 \frac{418}{342} = 0,61.$$

B_Γ и Q_{III} выбираем равными 1,6 тл (§ 4-9).

Величины Q_Γ и Q_{III} определяем по формулам (4-50) и (4-50'):

$$\begin{aligned} Q_\Gamma &= (4,1 \div 4,4) \left(\frac{S_{пгo}}{f B_\Gamma K_1^{1,5} g_c} \right)^{4/7} \left(\frac{\rho \cdot 10^{10}}{q_{\tau,п}} \right)^{2/7} = \\ &= (4,1 \div 4,5) \left(\frac{4 \cdot 750 \cdot 8,9 \cdot 10^3}{50 \cdot 1,6 \cdot 2^{1,5} \cdot 7,65 \cdot 10^3} \right)^{4/7} \left(\frac{0,0214 \cdot 10^{-6}}{600} 10^{10} \right)^{2/7} = \\ &= 19,5 \div 21 \text{ см}^2; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q_{III} &= (5,8 \div 6,7) \left(\frac{S_{cg_o}}{f B_{III} K_2^{1,5} g_c} \right)^{4,7} \left(\frac{\rho}{q_{\tau c}} 10^{10} \right)^{2/7} = \\ &= (5,8 \div 6,7) \left(\frac{12 \cdot 300 \cdot 8,9 \cdot 10^3}{50 \cdot 1,6 \cdot 3^{1,5} \cdot 7,65 \cdot 10^3} \right)^{4,7} \times \\ &\times \left(\frac{0,0214 \cdot 10^{-6}}{700} 10^{10} \right)^{2/7} = 32 \div 37 \text{ см}^2. \end{aligned}$$

Здесь S_Π — расчетная мощность параллельного элемента, определяемая по формуле (4-22), $S_\Pi = \frac{\alpha}{1 - \Delta U} U_{2 \text{ макс}} I_{2н} (1 - K_w) = 0,95 \cdot 385 \cdot 52,5 \cdot 0,25 = 4750 \text{ в} \cdot \text{а};$

S_c — расчетная мощность последовательного элемента, определяемая по формуле (4-27): $S_c = K'_S U_{2 \text{ макс}} I_{2н} = 0,61 \cdot 385 \cdot 52,5 = 12300 \text{ в} \cdot \text{а};$

K_1 и K_2 — коэффициенты, равные соответственно двум и трем (табл. 4-V);

ρ — удельное сопротивление меди при 75° , равное $0,0214 \times 10^{-6}$ ом·м;

$q_{т.л}$ и $q_{т.с}$ — усредненные значения удельных тепловых потоков через боковую поверхность соответствующих обмоток, выбранные предварительно равными 600 и 700 вт/м²; g_0 и g_c — удельные веса меди и стали, равные соответственно $8,9 \cdot 10^3$ и $7,65 \cdot 10^3$ кг/м³.

Принимаем

$$Q_{ш} = Q_{\Gamma} = 35 \text{ см}^2.$$

5. Размеры поперечного сечения основного стержня главного и добавочного сердечника (4-51), (4-51'):

$$b_{\Gamma} = b_{ш} = \sqrt{n_{\Gamma} Q_{\Gamma} / K_c} = \sqrt{2,5 \cdot 35 / 0,9} = 9,7 \text{ см};$$

$$a_{\Gamma} = a_{ш} = Q_{\Gamma} / b_{\Gamma} K_c = 35 / 9,7 \cdot 0,9 = 4 \text{ см},$$

K_c — коэффициент заполнения стали, равный $0,9$.

6. Размеры поперечного сечения яра сердечника:

$$h_{я, \Gamma} = 2a_{\Gamma} = 8 \text{ см}.$$

7. Высота окна главного сердечника (4-52):

$$\begin{aligned} h_{\Gamma} &= (1,2 \div 1,4) K_1 \left(1 + 2,3 \sqrt{\frac{K_c g_c}{K_0 g_0 K_1}} \right) a_{\Gamma} = \\ &= (1,2 \div 1,4) \cdot 2 \left(1 + 2,3 \sqrt{\frac{0,9 \cdot 7,65}{0,35 \cdot 8,9 \cdot 2}} \right) 4 = 33 - 38 \text{ см}, \end{aligned}$$

K_0 — коэффициент заполнения окна медью, предварительно выбираемый равным $0,35$.

Принимаем h_{Γ} равным 37 см.

III. Расчет обмоток

8. Число витков одной катушки обмотки $w_{1п}$ (4-53)

$$w_{1п} = \frac{0,22 \alpha U_{1\text{мин}}}{f B_{\Gamma} Q_{\Gamma \Sigma}} = \frac{0,22 \cdot 0,79 \cdot 342}{50 \cdot 1,6 \cdot 2 \cdot 35 \cdot 10^{-4}} = 106.$$

Здесь $Q_{\Gamma \Sigma} = 2Q_{\Gamma}$.

9. Число витков одной катушки обмотки (4-55)

$$w_{\Delta п} = \left(\frac{1}{K_w} - 1 \right) w_{1п} = \left(\frac{1}{0,75} - 1 \right) 106 = 38.$$

10. Число витков одной катушки обмотки

$$\begin{aligned} \omega_{\Delta c} &= \frac{0,22(K_w K_{\Gamma} - K_{\Gamma} + 1) K_{\text{III}} U_{1\text{макс}}}{K_w f B_{\text{III}} Q_{\text{III}\Sigma}} = \\ &= \frac{0,22(0,75 \cdot 1,52 - 0,52) \cdot 0,44 \cdot 418}{0,75 \cdot 50 \cdot 1,6 \cdot 2 \cdot 35 \cdot 10^{-4}} = 60. \end{aligned}$$

Здесь $Q_{\text{III}\Sigma} = 2Q_{\text{III}}$.

Из графиков рис. 4-3 выбираем значение $K_{\text{III}} = 0,44$.

11. Число витков одной катушки обмотки (4-57)

$$\begin{aligned} \omega_{2c} &= \frac{0,22(K_{\Gamma} - 1) K_{\text{III}} U_{1\text{макс}}}{K_w f B_{\text{III}} Q_{\text{III}\Sigma}} = \\ &= \frac{0,22 \cdot 0,52 \cdot 0,44 \cdot 418}{0,75 \cdot 50 \cdot 1,6 \cdot 2 \cdot 35 \cdot 10^{-4}} = 51. \end{aligned}$$

12. Число витков одной катушки обмотки $\omega_{o.c.}$, ω_y , $\omega_{c.m.}$ и ω_k :

$$I_1 = (1,02 \div 1,1) I_2 / K_w = (1,02 - 1,1) \frac{52,5}{0,75} = 71 \div 77 a.$$

Принимаем $I_1 = 75 a$,

$$\begin{aligned} I_w &= (1,05 \div 1,2) I_2 \left(\frac{1}{K_w} - 1 \right) = \\ &= (1,05 \div 1,2) \cdot 52,5 \cdot 0,33 = 18,2 \div 21 a. \end{aligned}$$

Принимаем $I_w = 20 a$,

$$\begin{aligned} I_{o.c.} &= I_w = 20 a, \quad I_y = I_{c.m.} = 1,5 a; \\ \omega_c &= \frac{0,22 K_{\text{III}} U_{1\text{макс}}}{f B_{\text{III}} Q_{\text{III}\Sigma}} = \frac{0,22 \cdot 0,44 \cdot 418}{50 \cdot 1,6 \cdot 2 \cdot 35 \cdot 10^{-4}} = 72; \\ F_d &= K_d \omega_c I_1 = 1,1 \cdot 72 \cdot 75 = 5920 a. \end{aligned}$$

K_d выбираем равным 1,1 из графиков рис. 4-3, в,

$$\begin{aligned} \omega_{o.c.} &= \frac{F_d}{K_d I_{o.c.}} = \frac{5920}{1,1 \cdot 20} = 270; \\ \omega_y = \omega_{c.m.} &= (1,5 \div 2,0) \left(1 - \frac{1}{K_d} \right) \frac{F_d}{I_y} = \\ &= (1,5 \div 2,0) 0,1 \frac{5920}{1,5} = 592 \div 790. \end{aligned}$$

Принимаем $\omega_y = \omega_{c.m.} = 750$,

$$\omega_k = (0,1 \div 0,2) \frac{F_d}{I_k} = (0,1 \div 0,2) \frac{5920}{1,5} = 400 \div 790.$$

Принимаем $\omega_k = 500$.

13. Выбор плотностей тока (4-45):

$$\Delta_{\Pi} = \frac{n_{\Gamma.\Pi} K_{\Gamma.\Pi} q_{\Gamma.\Pi} h_0}{\rho (I_w \omega_{1\Pi} + I_2 \omega_{\Delta\Pi})} =$$

$$= \frac{600 \cdot 35 \cdot 10^{-2}}{0,0214 \cdot 10^{-6} (106 \cdot 20 + 52 \cdot 5,38)} = 238 \cdot 10^4 \frac{a}{\text{м}^2};$$

$$\Delta_{c\sim} = \frac{n_{\Gamma.c\sim} K_{\Gamma.c\sim} q_{\Gamma.c\sim} h_0}{\rho (I_w \omega_{2c} + I_1 \omega_{\Delta c})} =$$

$$= \frac{2 \cdot 0,85 \cdot 440 \cdot 35 \cdot 10^{-2}}{0,0214 \cdot 10^{-6} (20 \cdot 51 + 75 \cdot 60)} = 222 \cdot 10^4 \frac{a}{\text{м}^2};$$

$$\Delta_{o.c} = \frac{n_{\Gamma.o.c} K_{\Gamma.o.c} q_{\Gamma.o.c} h_0}{\rho I_{o.c} \omega_{o.c}} =$$

$$= \frac{4 \cdot 0,75 \cdot 280 \cdot 35 \cdot 10^{-2}}{0,0214 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 270} = 254 \cdot 10^4 \frac{a}{\text{м}^2};$$

$$\Delta_y = \Delta_{cm} = \Delta_k = \frac{n_{\Gamma.y} K_{\Gamma.y} q_{\Gamma.y} h_0}{\rho (I_y \omega_y + I_c \omega_c + I_k \omega_k)} =$$

$$= \frac{2 \cdot 0,75 \cdot 280 \cdot 35 \cdot 10^{-2}}{0,0214 \cdot 10^{-6} \cdot 1,5 \cdot 2000} = 229 \cdot 10^4 \frac{a}{\text{м}^2}.$$

14. Выбор сечения проводов обмоток. Исходя из принятой плотности тока и величины токов в обмотках, выбираем для обмоток $\omega_{1\Pi}$, $\omega_{\Delta\Pi}$, $\omega_{\Delta c}$, ω_{2c} и $\omega_{o.c}$ провод ПББО прямоугольного сечения и соответственно со следующими параметрами — $\frac{5,9 \cdot 1,45}{6,5 \cdot 1,95}$;

$\frac{3,8 \cdot 3,05}{4,3 \cdot 3,5}$ (два провода в параллель); $\frac{5,1 \cdot 2,26}{5,6 \cdot 2,75}$ (три провода в параллель); $\frac{6,4 \cdot 1,45}{6,9 \cdot 1,95}$; $\frac{4,1 \cdot 2,1}{4,6 \cdot 2,6}$. Для обмоток ω_y , ω_{cm} и ω_k выбираем провод ПЭВ-2 $\varnothing 0,93$.

15. Толщина обмоток:

$$t_{1\Pi} \approx 5 \text{ мм}; t_{\Delta\Pi} \approx 5 \text{ мм}; t_{2c} \approx 3 \text{ мм}; t_{\Delta c} = 9 \text{ мм};$$

$$t_{o.c} = 12 \text{ мм}; t_y \approx 8 \text{ мм}.$$

16. Каналы для охлаждения. Предусматриваем каналы шириной 1,2 см между обмотками ω_{Π} и ω_c , между обмотками $\omega_{o.c}$ и ω_{2c} , и, наконец, между обмотками $\omega_{o.c}$ и ω_y . Обмотку $\omega_{o.c}$ разбиваем на две равные части, с каналом между ними шириной в 1,2 см.

17. Ширина окон магнитопровода. Ширина окна между стержнями главного и добавочного сердечника (рис. П-1):

$$c_{\Gamma} = 10,5 \text{ см}.$$

Ширина окна между стержнями добавочного сердечника

$$c_{\text{III}} = 10, 5 \text{ см.}$$

IV. Веса обмоток и сердечника, потери, к. п. д. и габариты
А Р П Ш

18. Веса обмоток:

$$G_{\Delta\text{п}} = 2g_{\circ} l_{\text{ср } \Delta\text{п}} s_{\Delta\text{п}} w_{\Delta\text{п}} = 2 \cdot 8,9 \cdot 0,37 \cdot 22,2 \cdot 38 \cdot 10^{-3} = 5,6 \text{ кг};$$

$$G_{1\text{п}} = 2g_{\circ} l_{\text{ср } 1\text{п}} s_{1\text{п}} w_{1\text{п}} = 2 \cdot 8,9 \cdot 0,33 \cdot 8,53 \cdot 106 \cdot 10^{-3} = 5,3 \text{ кг};$$

$$G_{\Delta\text{с}} = g_{\circ} l_{\text{ср } \Delta\text{с}} s_{\Delta\text{с}} w_{\Delta\text{с}} = 8,9 \cdot 0,97 \cdot 33 \cdot 60 \cdot 10^{-3} = 17 \text{ кг};$$

$$G_{2\text{с}} = g_{\circ} l_{\text{ср } 2\text{с}} s_{2\text{с}} w_{2\text{с}} = 8,9 \cdot 0,95 \cdot 9,07 \cdot 51 \cdot 10^{-3} = 3,9 \text{ кг};$$

$$G_{\text{о.с}} = 2g_{\circ} l_{\text{ср.о.с}} s_{\text{о.с}} w_{\text{о.с}} = 2 \cdot 8,9 \cdot 0,5 \cdot 8,13 \cdot 270 \cdot 10^{-3} = 19,5 \text{ кг};$$

$$G_{\text{у}} = 2g_{\circ} l_{\text{ср.у}} s_{\text{у}} w_{\text{у}} = 2 \cdot 8,9 \cdot 0,320 \cdot 0,68 \cdot 750 \cdot 10^{-3} = 2,9 \text{ кг};$$

$$G_{\text{к}} = 2g_{\circ} l_{\text{ср.к}} s_{\text{к}} w_{\text{к}} = 2 \cdot 8,9 \cdot 0,32 \cdot 0,68 \cdot 500 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ кг}.$$

19. Общий вес обмоток:

$$\Sigma G_{\text{м}} = 59 \text{ кг}.$$

20. Вес магнитопровода:

$$G_{\text{с}} = 7,65 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 35 (53 + 2 \cdot 10,5) = 79 \text{ кг}.$$

21. Полный вес активных материалов:

$$G = 59 + 79 = 138 \text{ кг}.$$

22. Потери в обмотках:

$$\Delta P_{\Delta\text{п}} = 2,4 \Delta_{\Delta\text{п}}^2 G_{\Delta\text{п}} \cdot 10^{-12} = 2,4 \cdot 2,37^2 \cdot 5,6 = 75,5 \text{ Вт};$$

$$\Delta P_{1\text{п}} = 2,4 \Delta_{1\text{п}}^2 G_{1\text{п}} \cdot 10^{-12} = 2,4 \cdot 2,4^2 \cdot 5,2 = 72 \text{ Вт};$$

$$\Delta P_{\Delta\text{с}} = 2,4 \Delta_{\Delta\text{с}}^2 G_{\Delta\text{с}} \cdot 10^{-12} = 2,4 \cdot 2,27^2 \cdot 17 = 210 \text{ Вт};$$

$$\Delta P_{2\text{с}} = 2,4 \Delta_{2\text{с}}^2 G_{2\text{с}} \cdot 10^{-12} = 2,4 \cdot 2,22^2 \cdot 3,9 = 41,5 \text{ Вт};$$

$$\Delta P_{\text{о.с}} = 2,4 \Delta_{\text{о.с}}^2 F_{\text{о.с}} \cdot 10^{-12} = 2,4 \cdot 2,46^2 \cdot 19,5 = 283 \text{ Вт};$$

$$\Delta P_{\text{у}} = 2,4 \Delta_{\text{у}}^2 G_{\text{у}} \cdot 10^{-12} = 2,4 \cdot 2,21^2 \cdot 2,9 = 34 \text{ Вт};$$

$$\Delta P_{\text{к}} = 2,4 \Delta_{\text{к}}^2 G_{\text{к}} \cdot 10^{-12} = 2,4 \cdot 2,21^2 \cdot 2 = 24 \text{ Вт}.$$

23. Суммарные потери в обмотках:

$$\Delta P_{\text{о}} = 75,5 + 72 + 210 + 41,5 + 283 + 2 \cdot 34 + 24 = 774 \text{ Вт}.$$

24. Потери в магнитопроводе при максимальном подмагничивании шунтов [Л. 87]:

$$\Delta P_{\text{с}} = 1,28 \cdot 2,07 \cdot 40 + 1,28 \cdot 2,07 \cdot 1,3 \cdot 8,6 + 0,15 \cdot 30 = 140 \text{ Вт}.$$

25. К. п. д. при номинальной нагрузке и максимальном подмагничивании шунтов (§ 4-10):

$$\eta = \frac{20 \cdot 10^3 \cdot 0,8}{20 \cdot 10^3 \cdot 0,8 + 774 + 140 + 210} 100\% = 94\%.$$

26. Габариты АРПШ:

высота $H = 53$ см; длина $L = 50,5$ см;

ширина $B = 25$ см.

Удельный габаритный объем

$$V_{\Gamma} = \frac{HLB}{G} = \frac{53 \cdot 50,5 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}{138} = 485 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3/\text{кг}.$$

V. Намагничивающий ток АРПШ при номинальном подмагничивании шунтов

$$\begin{aligned} 27. \quad I_{\text{пр}} &= \frac{\Sigma Q_x}{(1 - \Delta U) U_{\text{имин}}} = \\ &= \frac{1,22 \cdot 19,5 \cdot 40 + 1,22 \cdot 19,5 \cdot 1,3 \cdot 8,6 + 4 \cdot 2,74 \cdot 35}{0,84 \cdot 342} = 5,6 \text{ а.} \end{aligned}$$

ΣQ_x определяется по методике, изложенной в [Л. 87],

$$\begin{aligned} I_{\text{па}} &= \frac{\Delta P_c}{(1 - \Delta U) U_{\text{имин}}} = \frac{140}{0,84 \cdot 342} = 0,49; \\ I_{\text{п}} &= \sqrt{I_{\text{пр}}^2 + I_{\text{па}}^2} = \sqrt{5,6^2 + 0,49^2} = 5,65 \text{ а.} \end{aligned}$$

28. Первичный ток:

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{(I_2/K_w)^2 + I_{\text{п}}^2 + 2I_2I_{\text{п}}\sin\varphi_w/K_w} = \\ &= \sqrt{(52,5/0,75)^2 + 5,65^2 + 2 \cdot 52,5 \cdot 5,65 \cdot 0,6/0,75} = 74 \text{ а.} \end{aligned}$$

29. Индуктивное сопротивление рассеяния (§ 4-2):

$$\begin{aligned} x_{\text{СП}} &= 2 \cdot 7,92 \cdot f_{\text{макс}} \omega_{\Delta\text{п}} l_{\text{п}} K_w^2 \left(1 - \frac{a_1 + a_2 + a_{12}}{\pi h_0} \right) \times \\ &\quad \times \left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{2} \right) / h_0 10^6 = \\ &= 2 \cdot 7,92 \cdot 50 \cdot 38^2 \cdot 36,1 \cdot 0,75^2 \left(1 - \frac{0,5 + 0,5 + 0,1}{\pi 35} \right) \cdot 10^{-2} \times \\ &\quad \times \left(0,1 + \frac{0,5 + 0,5}{2} \right) / 35 \cdot 10^6 = 0,004 \text{ ом;} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x_{\text{Sc}} &= 7,92 f_{\text{макс}} \omega_c^2 b_0 c_0 \left(0,5 - 0,15 \frac{b_0}{c_0} + 0,3 \frac{h_0}{c_0} \right) / h_0 \cdot 10^6 = \\ &= 7,92 \cdot 50 \cdot 72^2 \cdot 31 \cdot 22 \cdot 10^{-2} \left(0,5 - 0,15 \frac{31}{22} + 0,3 \frac{35}{22} \right) / 35 \cdot 10^6 = 0,31 \text{ ом.} \end{aligned}$$

30. Индуктивное сопротивление параллельного элемента:

$$x_{\Pi} = \frac{(1 - \Delta U) U_{\text{мин}}}{I_{\text{пр}}} = \frac{0,84 \cdot 342}{5,6} = 51,5 \text{ ом.}$$

31. Индуктивное сопротивление сериесного элемента при максимальном подмагничивании шунта (§ 4-2):

$$x_{\text{с.ост}} = \frac{4,44f B_{\text{шост}} \omega_c Q_{\text{шг}}}{I_{\text{ш}}} = \frac{4,44 \cdot 50 \cdot 0,4 \cdot 72 \cdot 70}{74 \cdot 10^4} = 0,6 \text{ ом.}$$

VI. Расчет предельных значений выходного напряжения

32. Падение вторичного напряжения при номинальном подмагничивании шунта:

$$\Sigma r = - \frac{\Delta P_0}{I_{\text{ш}}^2} = \frac{774}{74^2} = 0,14 \text{ ом;}$$

$$u_a = \frac{I_{\text{ш}} \Sigma r}{0,01 U_{\text{ш}}} = \frac{79,5 \cdot 0,14}{0,01 \cdot 380} = 2,7\%;$$

$$u_r = \frac{I_{\text{ш}} (x_{\text{сп}} + x_{\text{сг}} + x_{\text{с.ост}})}{0,01 \cdot U_{\text{ш}}} = \frac{74 (0,004 + 0,31 + 0,6)}{0,01 \cdot 380} = 18\%;$$

$$\begin{aligned} \Delta U &= (u_a \cos \varphi_{\text{н}} + u_r \sin \varphi_{\text{н}}) + \frac{(u_r \cos \varphi_{\text{н}} - u_a \sin \varphi_{\text{н}})^2}{200} = \\ &= 2,7 \cdot 0,8 + 18 \cdot 0,6 + \frac{(18 \cdot 0,8 - 2,7 \cdot 0,6)^2}{200} = 13,2\%. \end{aligned}$$

33. Максимальное значение вторичного напряжения:

$$U_{2\text{макс}} = (1 - \Delta U) \frac{U_{\text{мин}}}{K_w} = (1 - 0,132) \cdot \frac{342}{0,75} = 396 \text{ в.}$$

34. Минимальное значение вторичного напряжения (§ 4-13).
Формулы для расчета $U_{1\text{с}}$, $U_{1\text{п}}$, $Q_{\text{хш}}$, $Q_{\text{хг}}$:

$$U_{1\text{с}} = 4,44f B_{\text{ш}} \omega_{1\text{с}} 2Q_{\text{ш}};$$

$$U_{1\text{п}} = 4,44f B_{\text{г}} \omega_{1\text{п}} 2Q_{\text{г}};$$

$$Q_{\text{хш}} = q_{\text{х}} G_{\text{ш}} + 8q_{\text{з}} Q_{\text{ш}} = 30q_{\text{х}} + 280q_{\text{з}};$$

$$Q_{\text{хг}} = q_{\text{х}} G_{\text{г}} + 4q_{\text{з}} Q_{\text{г}} = 48q_{\text{х}} + 140q_{\text{з}}.$$

В этих формулах $q_{\text{х}}$ — удельная намагничивающая мощность в сердечнике, *вар/кг* [Л. 87]; $q_{\text{з}}$ — удельная намагничивающая мощность в зазоре, *вар/см²* [Л. 87]. Результаты расчета $U_{1\text{с}}$, $U_{1\text{п}}$, $Q_{\text{хш}}$, $Q_{\text{хг}}$, $I_{\text{ш}}$, $I_{1\text{с}}$ приведены в табл. П-1.

Т а б л и ц а П-1

$B_{\Gamma}, \text{ тл } \}$	0,9	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5
$B_{\text{ш}}, \text{ тл } \}$							
$Q_{x\Gamma}, \text{ ватт}$	82	122	181	291	450	670	1 000
$U_{1\text{п}}, \text{ в}$	150	165	180	200	215	232	248
$I_{1\text{п}}, \text{ а}$	0,55	0,74	1	1,45	2,1	2,9	4,1
$Q_{x\text{ш}}, \text{ ватт}$	63	100	168	270	440	680	1 010
$U_{1c}, \text{ в}$	154	170	185	205	220	238	255
$I_{1c}, \text{ а}$	0,41	0,59	0,91	1,3	2,0	2,9	4,05

Находим, что $U_{1\text{макс}} = U_{1\text{п}} + U_{1c} = 418 \text{ в}$ при токе $I_{10} = 1,7 \text{ а}$.
 При этом $U_{1\text{п}} = 206 \text{ в}$, $U_{1c} = 212 \text{ в}$,

$$\begin{aligned}
 U_{2\text{мин}} &= \left[U_{1c} \left(1 - \frac{1}{K_{\Gamma}} \right) + U_{1\text{п}} \right] / K_w = \\
 &= \left[212 \left(1 - \frac{1}{1,52} \right) + 206 \right] / 0,75 = 370 \text{ в}.
 \end{aligned}$$

Литература¹

1. Абгарян Э. Т., Суварян Г. С., О конструировании мощных магнитных усилителей, «Вестник электропромышленности», 1963, № 6.
2. Алаторцев С. А., Гу Шен-гу, Силовой трансформатор с подмагничиванием для регулирования и управления асинхронным электроприводом рудничного подъема, Записки Ленинградского горного института, 1961, т. XLV, вып. 1.
3. Аленчиков Д. А., Расчет характеристик систем с дроссельным управлением, «Автоматика и телемеханика», 1959, № 5.
4. Агтура Г., Магнитные усилители, Госэнергоиздат, 1963.
5. Бальян Р. Х., Трансформаторы малой мощности, Судпромгиз, 1961.
6. Бамдас А. М., Сомов В. А., Шмидт А. О., Трансформаторы и стабилизаторы, регулируемые подмагничиванием шунтов, Госэнергоиздат, 1959.
7. Бамдас А. М., Шапиро С. В., Гетманенко О. Д., Определение оптимальных конструкций трансформаторов и автотрансформаторов, регулируемых подмагничиванием, и их расчет, Труды Горьковского политехнического института им. А. А. Жданова, 1962, т. XVIII, вып. 1.
8. Бамдас А. М., Шапиро С. В., Гетманенко О. Д., Подмагничиваемые трансформаторы и автотрансформаторы, Передовой научно-технический и производственный опыт. Электрооборудование промышленных предприятий, ГОСИНТИ, № 26-63-43/1, 1963.
9. Бамдас А. М., Кулинич В. А., Сомов В. А., Сучков В. А., Шапиро С. В., Шмидт А. О., Гу Шен-гу, Новые электромагнитные исполнительные органы для систем автоматического регулирования, «Автоматика и телемеханика», 1960, т. XXI, № 6.
10. Бамдас А. М., Кулинич В. А., Шапиро С. В., Ганцовская А. С., Гладилов В. А., Разуваев Ю. П., Стабилизаторы напряжения и тока, Передовой научно-технический и производственный опыт, ГОСИНТИ, 1964, № 4-64-74/1.
11. Бамдас А. М., Сомов В. А., Шапиро С. В., Новые мощные пускостабилизаторы переменного тока, «Вестник электропромышленности», 1959, № 9.

¹ В списке приведена только литература, опубликованная, в основном после 1957 г., литература до 1957 г. приведена в [Л. 6].

12. Бамдас А. М., Шапиро С. В., Однофазные и трехфазные стабилизаторы напряжения с подмагничиваемыми автотрансформаторами, «Вестник электропромышленности», 1961, № 9.
13. Бамдас А. М., Шапиро С. В., Стабилизаторы напряжения с подмагничиваемыми автотрансформаторами. Доклады на Всесоюзной конференции по качеству напряжения и его регулированию в электрических сетях и системах, 1961.
14. Бамдас А. М., Сучков В. А., Шапиро С. В., Шмидт А. О., Новые типы конструкций трансформатора, регулируемого подмагничиванием шунта, Труды конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений, Изд-во СО АН СССР, 1961.
15. Бамдас А. М., Сучков В. А., Шапиро С. В., Гу Шен-гу, Трехфазные трансформаторы с плавным бесконтактным регулированием напряжения под нагрузкой, «Энергетика и электротехническая промышленность», 1961, № 2.
16. Бамдас А. М., Сучков В. А., Трансформатор, регулируемый подмагничиванием шунта, для выпрямительной установки с отсечкой по току, Труды Горьковского политехнического института, 1961, т. XVII, вып. 2.
17. Бамдас А. М., Шапиро С. В., Стабилизаторы напряжения и тока с подмагничиваемыми трансформаторами, «Энергия», 1965.
18. Бамдас А. М., Шапиро С. В., Ганцовская А. С., Гладилов В. А., Стабилизаторы напряжения с подмагничиваемыми трансформаторами и автотрансформаторами, Труды Горьковского политехнического института, 1964, т. XX, вып. 3.
19. Бамдас А. М., Аракелов М. А., Шапиро С. В., Применение ТРПШ для однофазной выпрямительно-стабилизирующей установки с аккумуляторной батареей, Труды Горьковского политехнического института, 1961, т. XVII, вып. 2.
20. Бамдас А. М., Кулинич В. А., Шапиро С. В., Статические электромагнитные преобразователи частоты и числа фаз, Госэнергоиздат, 1961.
21. Баранов Б. К., Рутштейн А. М., Внедрение на электроподвижном составе статических электромагнитных устройств, «Железнодорожный транспорт», 1964, № 1.
22. Белополюсский И. И., Пикалова Л. Г., Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности, Госэнергоиздат, 1963.
23. Бенин В. А. и Сенкевич Н. К., К расчету трехфазных нелинейных цепей со сталью и с подмагничиванием, Известия высших учебных заведений, Электромеханика, 1963, № 4.
24. Бессонов Л. А. и Рыбаков М. С., Магнитные усилители в асимметричных режимах, Труды ВЗЭИ, 1958, вып. 9.
25. Боголюбов В. Е., Переходные процессы в дросселях насыщения, вызванные изменением напряжения, «Электричество», 1950, № 2.
26. Боярченков М. А., Реверсивный привод постоянного тока с магнитными усилителями, сборник «Автоматическое управление», Академиздат, 1960.
27. Булгаков Н. И., Расчет трансформаторов, Госэнергоиздат, 1950.

28. Быков Л. Н., Кубышин Б. Е., Липковский К. А., Автоматическое бесконтактное трансформаторное устройство для реверсирования выпрямленного тока в гальванических ваннах типа БРТ-200, «Автоматика и телемеханика», 1962, т. XXIII, № 12.
29. Ванюков А. П., Трехфазная стабилизирующая установка мощностью 100 *кв*а для питания линейных потребителей от контактной сети однофазного тока, «Электроподвижной состав, электроснабжение», Труды ЛИИЖТ, 1962, вып. 193.
30. Васильева Н. П., Седых О. А., Боярченко М. А., Проектирование магнитных усилителей, Госэнергоиздат, 1959.
31. Володковский С. А., Фурсов В. Д., Коваль И. К., Рудь В. И., Эксплуатационные характеристики рудничных зарядных устройств с полупроводниковыми выпрямителями, «Вестник электропромышленности», 1963, № 8.
32. Гельперин Б. Б., Метод расчета дросселей насыщения, «Электричество», 1958, № 5.
33. Гельперин Б. Б., Злобинский Э. Л., Методика расчета стабилизатора, работающего на принципе управляемого дросселя, «Вестник электропромышленности», 1963, № 4.
34. Гетманенко О. Д., Трехфазный подмагничиваемый трансформатор, Труды Горьковского политехнического института им. А. А. Жданова, 1963, т. XIX, вып. 3.
35. Гетманенко О. Д., Шерова В. А., Однофазные ТРПШ с тороидальными сердечниками, Труды Горьковского политехнического института, 1961, т. XVII, вып. 2.
36. Горский В. В., Трехфазный магнитный усилитель, «Автоматика и телемеханика», 1957, № 7.
37. Дьячков В. А., Закс М. И., Рывкин А. Л., Универсальный сварочный выпрямитель с широкими пределами регулирования напряжения, «Автоматическая сварка», 1960, № 10.
38. Ермолин Н. П., Ваганов А. П., Расчет маломощных трансформаторов, Госэнергоиздат, 1957.
39. Зайцев А. И., Обрусник В. П., Вопросы теории и применения трансформаторов, регулируемых подмагничиванием шунта, Известия Томского политехнического института им. С. М. Кирова, 1963, т. 117.
40. Ивахненко А. Г. и Петина Н. В., Стабилизаторы напряжения с комбинированным управлением, Изд. АН УССР, 1958.
41. Калужников Н. А., Расчет магнитных усилителей, Изд. Харьковского университета, 1960.
42. Кантин Я. А., ТРПШ с двойным подмагничиванием 560 *кв*а, РНС-560, сборник «Электропромышленность», ЦИНТИ электропрома, 1962.
43. Каспржак Г. М., Сидорков В. Б., Регулирование выпрямителей с использованием вольтодобавочных трансформаторов, «Вестник электропромышленности», 1960, № 3.
44. Комар В. Г. Работа полупроводниковых выпрямителей в цепях управления, Госэнергоиздат, 1952.
45. Комар В. Г., Мохов П. П., Назаров С. К., Разработка мощных стабилизаторов напряжения переменного тока для питания операторного освещения на киностудиях, Труды Всесоюзного научно-исследовательского кинофотоинститута, 1961, вып. 41.
46. Комар В. Г., Мохов П. П., Сажин Л. И., Однофаз-

ный стабилизатор напряжения переменного тока, Труды Всесоюзного научно-исследовательского кинофотоинститута, 1957, вып. 8.

47. Ланг А., Регулирование под нагрузкой напряжения силовых трансформаторов с помощью дросселя насыщения «Трансформаторы», серия «Энергетика за рубежом», Госэнергоиздат, 1960, вып. 3.

48. Липман Р. А., Беляев А. Я., Негневицкий И. Б., О сравнительной оценке двухтактных магнитных усилителей постоянного тока с самонасыщением, Магнитные аналоговые элементы, изд-во «Наука», 1965.

49. Липман Р. А., Негневицкий И. Б., Быстродействующие магнитные усилители, Госэнергоиздат, 1960.

50. Miller R. W., Saturable core reactor design, Electrotechnology, 1962, v. 69, № 1, p. 94.

51. Миловзоров В. П., Волков Н. И., Трехфазный регулятор напряжения с широким диапазоном регулирования, «Электричество», 1963, № 11.

52. Миловзоров В. П., Волков Н. И., Крючков В. Н., Магнитный регулятор напряжения с широким диапазоном регулирования, «Электричество», 1962, № 11.

53. Милых А. Н., Кубышин Б. Е., Бесконтактные устройства для реверсирования выпрямленного тока, «Электроэнергетика и электротехническая промышленность», 1961, № 2.

54. Мишин В. И., Сдвоенный дроссель насыщения, Труды Горьковского политехнического института им. А. А. Жданова, 1965, т. XX, вып. 6.

55. Обрусник В. П., Определение параметров шунтов ТРПШ, оптимальных для заданного режима его работы, Известия Томского политехнического института им. С. М. Кирова, 1963, т. 117.

56. Окунь С. С., Сергеенков Б. Н., Новые конструкции и схемы бесконтактных регулируемых трансформаторов с подмагничиванием, «Вестник электропромышленности», 1960, № 11.

57. Окунь С. С., Сергеенков Б. Н., Плавнорегулируемые подмагничиваемые трансформаторы и стабилизаторы с перераспределением напряжения, Труды МЭИ, 1962, вып. XXXVIII.

58. Пентегов И. В., Определение оптимальных размеров трансформаторов, Известия высших учебных заведений, Электромеханика, 1960, № 8.

59. Петров Г. Н., Окунь С. С., Сергеенков Б. Н., Теоретические основы проектирования трансформаторов с плавным бесконтактным регулированием напряжения, Труды МЭИ, 1962, вып. XXXIX.

60. Поливанов К. М., Теорема вариации, «Электричество», 1948, № 2.

61. Прядилов Ю. Н., Низковольтный стабилизатор напряжения постоянного тока высокой точности, Труды Московского авиационного технологического института, 1959, вып. 40.

62. Розенблат М. А., Бесконтактные магнитные устройства автоматики, изд. АН СССР, 1961.

63. Розенблат М. А., Магнитные усилители, изд-во «Советское радио», 1960.

64. Розенблат М. А., Магнитные усилители и модуляторы, Госэнергоиздат, 1963.

65. Розенблат М. А., Магнитные усилители с самонасыщением, Госэнергоиздат, 1963.
66. Rosenstein M., Transactor, Comm. and Electronics, 1958, v. 36, p. 29.
67. Ройзен С. С. и Медникова И. И., Применение магнитных усилителей в автоматизированном электропроводе постоянного тока, Госэнергоиздат, 1961.
68. Русаков Е. В., Регулирование выпрямительных агрегатов статическими фазорегуляторами, Силовая полупроводниковая техника, Труды Мордовского научно-исследовательского электротехнического института, 1963, вып. 1.
69. Рутштейн А. М., Электромагнитные устройства стабилизации напряжения для систем вспомогательных машин электровозов переменного тока, «Электровозостроение», 1963, т. 3.
70. Рутштейн А. М., Лурье М. И., Стромин В. А., Устройство плавного регулирования выпрямленного напряжения и исследование ее на электронной модели, «Электровозостроение», 1964, т. 4.
71. Рыбченков П. Ф., Режимы работы последовательно соединенных трансформаторов с различными коэффициентами трансформации, «Электричество», 1961, № 2.
72. Сергеев Б. Н., Схемы и конструкции трехфазных бесконтактных стабилизаторов напряжения трансформаторного типа, «Вестник электропромышленности», 1963, № 8.
73. Сажин Л. И., Электрооборудование стационарных киноустановок, «Искусство», 1963.
74. Соловьев Б. Н., Машина для контактной электросварки с плавным регулированием напряжения, Труды Горьковского политехнического института, 1957, т. XIII, вып. 3.
75. Соколов Ф. Ф., Расчетная мощность стабилизатора напряжения переменного тока, «Вестник электропромышленности», 1958, № 2.
76. Сомов В. А., Регулятор напряжения с вольтодобавочными подмагничиваемыми трансформаторами, «Электричество», 1960, № 9.
77. Сомов В. А., Шуть В. В., Бобриков С. А., О возможности работы дросселя насыщения без искажения формы кривой тока, Известия высших учебных заведений, Электромеханика, 1962, № 8.
78. Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств, «Вышая школа», 1959.
79. Стефанович Т. Х., Расчет магнитных усилителей с помощью универсальной характеристики, «Вестник электропромышленности», 1956, № 6.
80. Стефанович Т. Х., Магнитные усилители для автоматизации промышленных установок, Госэнергоиздат, 1961.
81. Сторм М. Ф., Магнитные усилители, Издательство иностранной литературы, 1957.
82. Storm M. F., Flairty C. W., Theory of 3-phase bridge magnetic amplifiers, Comm. and Electronics, 1960, I, № 46, p. 878 и XI, № 5, p. 451.
83. Стюарт Дж., Теория и синтез электрических цепей, Издательство иностранной литературы, 1963.

84. Сучков В. А., Реверсивная выпрямительная установка с подмагничиваемым трансформатором, Труды Горьковского политехнического института им. А. А. Жданова, 1963, т. XIX, вып. 3.
85. Сучков В. А., Сравнение самоподмагничивающихся ТРПШ и дросселей насыщения с выходом на постоянном токе, Труды Горьковского политехнического института, 1962, т. XVIII, вып. 1.
86. Тигранян А. Х., К вопросу проектирования подмагничиваемых трансформаторов-стабилизаторов, Магнитные аналоговые элементы, «Наука», 1965.
87. Тихомиров П. М., Расчет трансформаторов, Госэнергоиздат, 1962.
88. Толстов Ю. Г., Мостков Г. П., Ковалев Ф. И., Трехфазные силовые полупроводниковые выпрямители, Изд. АН СССР, 1963.
89. Уиттекер Э. Т. и Ватсон Дж. Н., Курс современного анализа, ч. I, Физматгиз, 1963.
90. Урманов Р. Н. и Ветлугин Е. М., К теории регулирования напряжения трансформатора дросселями насыщения, Известия высших учебных заведений, Электромеханика, 1965, № 2.
91. Финогин Г. С., Автотрансформатор, регулируемый подмагничиванием шунтов, Авт. св. № 141933, кл. 21d² 53₀₂.
92. Федосеев П. Г., Выпрямители и стабилизаторы, Искусство, 1960.
93. Hedstrom, Transductor type supply voltage regulator, ASEA Journal, 1948, v. 21, № 6—8, p. 78.
94. Шапиро С. В., Структура подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов, «Автоматика и телемеханика», 1965, № 5.
95. Шапиро С. В., Установившиеся и переходные процессы в трансформаторе с подмагничиваемым шунтом, ИВУЗ «Электромеханика», 1962, № 4.
96. Шаров В. И., О теории работы трансформатора с подмагничиванием шунта, «Электричество», 1961, № 11.
97. Шаров В. И., Регулирование напряжения на тяговых подстанциях электрических железных дорог и его экономическая эффективность. Доклады Всесоюзной конференции по качеству напряжения и его регулированию в электрических сетях и системах, Москва, 1961.
98. Шкарбанов П. Ф., Трехфазные трансформаторы, регулируемые подмагничиванием шунтов, Труды Саратовского института механизации сельского хозяйства, 1961, вып. 27.
99. Шкарбанов П. Ф., Соколов Н. М., Расчет экспериментального трансформатора с подмагничиванием для точечной сварки малогабаритных деталей, Труды Саратовского института механизации сельского хозяйства им. М. И. Калинина, 1963, вып. 32.
100. Шкитов А. В., Автоматический регулировочный трансформатор для регулирования напряжения в электрических сетях, Сборник научных трудов Ивановского энергетического ин-та, 1957, вып. VII.
101. Шмидт А. О., Трансформатор, регулируемый подмагничиванием шунта, с отводами и разделенной вторичной обмоткой, Труды Горьковского политехнического института, 1960, т. XVI, вып. 5.
102. Якубайтис Э. А. и Глухов В. П., Физическое моделирование магнитных усилителей, Изд. АН Латв. ССР, 1959.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
<i>Глава первая. Описание подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов</i>	
1-1. Однофазные ТРПШ и АРПШ разделенной конструкции	14
1-2. ТРПШ и АРПШ разделенной конструкции и с обратными связями	19
1-3. Однофазные ТРПШ и АРПШ с составным магнитопроводом	22
1-4. Однофазные ТРПШ и АРПШ с объединенным магнитопроводом	26
1-5. Однофазные ТРПД и АРПД	37
1-6. Трехфазные подмагничиваемые трансформаторы и автотрансформаторы	42
<i>Глава вторая. Основные характеристики и свойства подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов</i>	
2-1. Регулировочные характеристики	50
2-2. Внешние характеристики	52
2-3. Вес активных материалов и габариты подмагничиваемых трансформаторов	57
2-4. Коэффициент полезного действия и потери	59
2-5. Коэффициент мощности и потребляемая реактивная мощность	60
2-6. Форма кривой выходного напряжения подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов	61
2-7. Краткие сведения о переходных режимах подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов	67
<i>Глава третья. Элементы теории подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов</i>	
3-1. Структура подмагничиваемых регуляторов	72
3-2. Универсальная узловaя схема	75
3-3. Аналитический расчет внешних характеристик однофазных ТРПШ и АРПШ	78
3-4. Анализ формы кривой выходного напряжения однофазных ТРПШ и АРПШ	87
<i>Глава четвертая. Общие вопросы расчета подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов</i>	
4-1. Оптимальные соотношения между геометрическими размерами ПР	91

4-2. Падение напряжения в ТРПШ и АРПШ	96
4-3. Расчетные мощности элементов подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов	98
4-4. Определение оптимальной степени вытеснения переменного магнитного потока из шунта	101
4-5. Определение оптимальной группы соединений для ТРПШ или АРПШ с заданной глубиной регулирования	106
4-6. Выбор системы подмагничивания для ТРПШ и АРПШ	109
4-7. Сравнение ТРПД и АРПД с ТРПШ и АРПШ	111
4-8. Выбор магнитного материала для сердечников подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов	112
4-9. Допустимые удельные тепловые потоки, плотности тока и магнитные индукции	116
4-10. Определение потерь и к. п. д.	117
4-11. О применении обратных связей по току в подмагничиваемых трансформаторах и автотрансформаторах	118
4-12. Способы улучшения формы кривой выходного напряжения ТРПШ и АРПШ	120
4-13. Расчет предельных значений выходного напряжения ТРПШ и АРПШ	121
4-14. Выбор типа конструкции и методика проектирования подмагничиваемых трансформаторов и автотрансформаторов	122
<i>Приложение</i>	142
<i>Литература</i>	152

„БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ“

Готовятся к печати

Бамдас А. М., Шапиро С. В. Стабилизаторы с подмагниченными исполнительными органами.

Сочивко В. П. Электрические модели нейронов.

Миловзоров В. И. Бесконтактное регулирование скорости электрических исполнительных устройств.

Михин Д. В. Кремниевые стабилитроны.

Ступель Ф. А. Магнитные логические элементы автоматики.

Илюкович А. М., Шульман Б. Р. Стабилизаторы и стабильные источники питания переменного тока.

Тищенко Н. М., Машлыкин В. Г. Тиристоры и переключающие диоды и их применение в автоматике.

Павлов В. В. Полупроводниковые усилители малых сигналов постоянного тока для систем промышленной автоматики.

Шипилло В. П. и Булатов О. Г. Расчет полупроводниковых систем управления вентильными преобразователями.

Арутюнов О. С. Датчики состава и свойств веществ.

Кочубиевский И. Д. и Стражмейстер В. А. Динамическое моделирование нагрузок при испытании автоматических систем.

Лемберг М. Д. Релейные устройства пневмоавтоматики.

Либерзон Л. М. и Родов А. Б. Системы экстремального регулирования.

Литинский С. А. Автоматическое вождение самоходных машин.

Нежданов И. В. Инверторы на тиристорах.

ОПЕЧАТКИ

Страница	Строка	Напечатано	Должно быть
88	формула (3-35)	$K_e =$ $U_{c(1)}^2 / U_{2(1)}^2$	$= K_e$ $U_{2(1)}^2 / U_{c1}^2$
90	формула (3-36)	$Y_{2k+1} \times (\bar{U}_{1m})$	$Y_{2k+1} (\bar{U}_{1m})$
99	17 сверху	ТРПШ	ПР
133	2 снизу	$b_{\text{ш}} = (1 \div \sqrt{1,2Q_{\text{ш}}}/K_c$	$b_{\text{ш}} = (1 \div 1,2) \sqrt{Q_{\text{ш}}}/K_c$
137	Таблица 4-VIII	1 = 11, a	11, d

Цена 42 коп.

