

В. Е. КАЗАНСКИЙ

ТРАНСФОРМАТОРЫ  
ТОКА  
В УСТРОЙСТВАХ  
РЕЛЕЙНОЙ  
ЗАЩИТЫ  
И АВТОМАТИКИ

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебного пособия для студентов вузов, обучающихся по специальности «Автоматизация производства и распределения электроэнергии»



МОСКВА «ЭНЕРГИЯ» 1978

ББК 31.261.88  
К14  
УДК 621.314:621.925

Казанский В. Е.

К14 Трансформаторы тока в устройствах релейной защиты и автоматики: Учеб. пособие для вузов. — М.: Энергия, 1978. — 264 с., ил.

В пер.: 65 к.

В книге рассматриваются конструктивные схемы и принципы действия трансформаторов тока электроэнергетических систем обычных и новых типов (магнитных, оптико-электронных, дискретных). Основное внимание уделяется режимам работы трансформаторов тока в условиях, характерных для устройств релейной защиты.

Книга предназначена для студентов вузов электроэнергетических специальностей и может быть полезна специалистам, занятым проектированием и эксплуатацией устройств релейной защиты и автоматики электрических систем.

К  $\frac{30311-324}{051(01)-78}$  БЗ 72-20-77

ББК 31.261.88  
6П2,11

**ВЛАДИМИР ЕВГЕНЬЕВИЧ КАЗАНСКИЙ**

**ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА В УСТРОЙСТВАХ  
РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ И АВТОМАТИКИ**

Редактор К. С. Дмитриев

Редактор издательства Э. К. Биленко

Переплет художника А. Ф. Сергеева

Технический редактор Г. Г. Хацкевич

Корректор М. Г. Гулина

ИБ № 354

Сдано в набор 20.03.78

Подписано к печати 18.05.78

T-10369

Формат 84×108<sup>1/32</sup>

Печать высокая

Тираж 6800 экз.

Бумага типографская № 2 Гарн. шрифта литературная

Усл. печ. л. 13,86

Уч.-изд. л. 14,60

Зак. 604

Цена 65 к.

Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

© Издательство «Энергия», 1978.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Трансформаторы тока применяются в большинстве схем релейной защиты и в ряде схем автоматики электроэнергетических систем, причем основные свойства многих устройств релейных защит в сильной степени зависят от свойств применяемых трансформаторов тока. Например, чувствительность дифференциальных защит обычно ограничивается токами небаланса, которые зависят от свойств трансформаторов тока. Стоимость релейной защиты элементов электрической системы высокого напряжения также в сильной степени зависит от стоимости применяемых трансформаторов тока, особенно в сетях сверхвысокого напряжения. Поэтому изучение релейной защиты невозможно без изучения конструкций трансформаторов тока и особенно без изучения процессов в трансформаторах тока, оказывающих влияние на поведение релейных защит.

В Московском энергетическом институте сведения о трансформаторах тока излагаются в курсах «Релейная защита электрических систем», а также в курсе «Специальные вопросы применения трансформаторов тока в схемах релейной защиты», который читается автором для студентов, обучающихся по специальности «Автоматизация производства и распределения электроэнергии» 0650. Аналогичные курсы читаются и в некоторых других институтах.

В учебной литературе по релейной защите приводятся сведения и о трансформаторах тока. Наиболее подробно это изложено в учебнике по релейной защите А. М. Федосеева [1]. Но учебной литературы, специально посвященной трансформаторам тока для релейной защиты и автоматики, до сих пор не было. Данное учебное пособие и предназначено восполнить имеющийся пробел.

В основу положена книга автора «Трансформаторы тока в схемах релейной защиты» [21], которая в учебной программе МЭИ по курсу «Релейная защита электрических систем», утвержденной в 1973 г., рекомендована вместо учебного пособия. Материал книги переработан и дополнен. Дополнительно рассмотрены современные инженерные методы расчета переходных и установившихся процессов в одиночных трансформаторах тока и в группах трансформаторов тока с учетом насыщения, более подробно рассмотрены такие перспективные для релейной защиты измерительные преобразователи тока высокого напряжения, как магнитные трансформаторы тока, рассмотрены принципиально новые дискретные трансформаторы тока и т. п.

Автор надеется, что его книга будет способствовать более глубокому изучению трансформаторов тока в устройствах релейной защиты и системной автоматики.

При подготовке глав, посвященных трансформаторам тока обычного типа, большую помощь автору оказал редактор настоящей книги, канд. техн. наук К. С. Дмитриев, им же написан § 4-4. Л. Н. Морозов помог автору подготовить рукопись к печати. При подготовке гл. 5, посвященной магнитным трансформаторам тока МТТ, использованы экспериментальные характеристики, полученные от В. С. Буряка, А. П. Кузнецова и Л. В. Межалса. При подготовке гл. 6, посвященной дискретным трансформаторам тока МЭИ, автор использовал результаты исследований, выполненных им на кафедре «Автоматизация и релейная защита энергосистем» МЭИ совместно с Я. Л. Арцишевским, Л. Н. Морозовым и А. П. Кузнецовым.

Рецензенты проф. А. Д. Дроздов и доценты С. Л. Кужеков и Э. П. Подгорный, канд. техн. наук Я. С. Гельфанд сделали по рукописи ряд ценных замечаний, способствующих ее улучшению. Особенно много полезных советов автор получил от заведующего кафедрой «Автоматизация и релейная защита энергосистем» МЭИ проф. А. М. Федосеева.

Всем этим товарищам и Л. Н. Морозову, участвовавшему в подготовке рукописи, автор выражает искреннюю благодарность.

Все замечания и пожелания по улучшению книги автор просит направлять в адрес изд-ва «Энергия»: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

*Автор*

## ВВЕДЕНИЕ

Впервые трансформаторы тока получили применение в схемах релейной защиты в начале нынешнего века. Это были трансформаторы тока с замкнутым стальным магнитопроводом, выполненные по конструктивной схеме, предложенной еще в конце прошлого века (ТТ обычного типа).

Почти до конца 60-х годов в устройствах релейной защиты и автоматики электрических систем применялись исключительно различные модификации ТТ обычного типа, хотя к тому времени уже были доказаны достоинства ТТ с разомкнутым магнитопроводом [2, 78] и был разработан первый отечественный оптико-электронный трансформатор тока [3].

До середины 60-х годов исследовались в основном установившиеся режимы работы ТТ обычного типа. Были исследованы погрешности одиночного ТТ в установившемся режиме, а также токи небаланса в схемах дифференциальных защит и защит от замыкания на землю; были исследованы быстронасыщающиеся трансформаторы тока (БНТ) для дифференциальных защит и организован промышленный выпуск БНТ; были исследованы способы повышения мощности, получаемой от ТТ в схемах чувствительных защит от замыкания на землю, и организован промышленный выпуск ТТ нулевой последовательности (ТНП) с подмагничиванием; были исследованы и усовершенствованы насыщающиеся ТТ как источники оперативного тока. В этих областях особенно много было сделано коллективами завода «Электроаппарат», лаборатории имени проф. А. А. Смулова, Энергосетьпроекта, ВНИИЭ, ОРГРЭС, а также А. А. Воскресенским, А. Д. Дроздовым, И. М. Сиротой, А. М. Федосеевым, М. И. Царевым и др. [4, 8, 24, 62 и др.].

Применяемые в то время в инженерной практике методы расчета установившихся режимов ТТ с учетом нелинейности характеристики намагничивания основывались на методе эквивалентных синусоид. При этом, как выяснилось в дальнейшем, не обеспечивалась достаточная точность расчетов при глубоком насыщении ТТ. Правда, в то время были уже известны работы, в которых для учета насыщения ТТ использовалась кусочно-линейная аппроксимация характеристики намагничивания ТТ [5, 7], но инженерного метода расчета режимов работы ТТ, основанного на кусочно-линейной аппроксимации характеристики намагничивания, не было. Еще меньше были разработаны методы расчета переходных режимов работы ТТ в схемах релейной защиты с учетом таких явлений в магнитопроводе, как насыщение и остаточное намагничивание. К числу наиболее интересных работ того времени относятся работа Н. П. Поташева по исследованию остаточных индукций [6] и работа Вентца и Зоннемана по применению ПХН-аппроксимации характеристики намагничивания при исследовании режимов работы одиночного ТТ [7].

По мере укрупнения электроэнергетических систем и ужесточения требований к релейной защите и автоматике все в большей степени начали проявляться принципиальные недостатки конструктивной схемы ТТ обычного типа. Поэтому уже в 60-х годах было предложено много вариантов измерительных преобразователей тока высокого напряжения принципиально новых типов, лишенных в той или иной степени недостатков, присущих ТТ обычного типа. В СССР в это время особенно интенсивно исследовались и разрабатывались ТТ с разомкнутым магнитопроводом для релейной защиты [22, 23], а также новые измерительные преобразователи тока — магнитные трансформаторы тока (МТТ) [10—20]. За рубежом в это время был начат выпуск оптико-электронных ТТ.

60-е годы ознаменовались также рядом работ по усовершенствованию методов расчета режимов работы ТТ обычного типа при глубоком насыщении. В [24] впервые в отечественной литературе была отмечена целесообразность ПХН-аппроксимации характеристики намагничивания одиночного ТТ обычного типа при расчете режима глубокого насыщения. Далее выяснилось, что при ПХН-аппроксимации характеристики намагничивания пред-

ставляется возможным построить универсальные характеристики погрешностей, пригодные для расчета погрешностей любого ТТ обычного типа в режиме глубокого насыщения. Первые универсальные характеристики, предназначенные для расчета установившихся и переходных режимов одиночного ТТ обычного типа, были опубликованы в [25—27]. Методы расчета режимов работы ТТ, основанные на ПХН-аппроксимации характеристики намагничивания, стали называться методами ПХН.

В тот же период были опубликованы «Обобщенные характеристики» [28], построенные на основании физического моделирования ТТ обычного типа. Они предназначались для расчета погрешностей одиночного ТТ в установившемся режиме как при глубоком насыщении, так и в условиях, когда ТТ не насыщается. Однако при использовании и тех и других характеристик в инженерной практике возникали серьезные затруднения из-за того, что при расчетах требовалось знать количество витков обмоток ТТ, сечение магнитопровода, а также сорт стали.

В дальнейшем метод ПХН применительно к расчету установившегося режима одиночного ТТ был усовершенствован [21, 29], введен обобщенный параметр типоразмера ТТ обычного типа под названием «номинальное сопротивление насыщения»  $Z_{\text{ном}}$ , который можно и рассчитывать по конструктивным данным, и определять экспериментально при типовом испытании ТТ. Зная же значение  $Z_{\text{ном}}$ , представляется возможным определять погрешности и другие интегральные параметры режима ТТ по универсальным характеристикам, не располагая данными о конструкции ТТ и, что самое важное, о сорте стали. Благодаря этому значительно облегчилось определение режимных параметров ТТ в условиях эксплуатации, когда сравнительно просто испытать ТТ и определить значение  $Z_{\text{ном}}$ , но нет данных о конструкции ТТ и особенно о сорте стали. Кроме того, был рассчитан и опубликован полный комплект универсальных характеристик, пригодных для быстрого определения не только всех видов погрешностей, но и других интегральных параметров установившегося режима глубокого насыщения.

70-е годы характеризуются дальнейшим прогрессом в области конструирования ТТ для релейной за-

щиты, а также усовершенствованием методов расчета режимов работы ТТ обычного типа. В СССР был начат промышленный выпуск магнитных ТТ для релейной защиты сетей напряжением 35—220 кВ [31]. Были продолжены работы по усовершенствованию магнитных ТТ и расширению области их применения [32—33]. Был разработан трехфазный МТТ, получивший применение в электросетях сельскохозяйственного назначения [74]. Была показана целесообразность перехода на дискретную форму представления измерительной информации, получаемой от ТТ новых типов [35]. Трансформаторы тока с дискретной формой представления измерительной информации получили название «дискретные трансформаторы тока» (ДТТ). При этом в МЭИ были разработаны варианты ДТТ на базе МТТ [36—41].

В тот же период исследовались варианты оптико-электронного трансформатора тока (ОЭТТ) и был разработан опытный образец советского ОЭТТ [42—44]. Были также исследованы каскадные ТТ на номинальное напряжение 500 кВ и разработаны мероприятия по усовершенствованию их конструкций [45—47]. Было исследовано влияние витковой коррекции на режимы работы ТТ обычного типа и доказана нецелесообразность витковой коррекции ТТ обычного типа для релейной защиты [55].

В 70-х годах продолжалась разработка инженерных методов расчета переходных режимов ТТ с учетом нелинейностей схемы замещения. Разработаны обобщенные характеристики, предназначенные для определения максимальной погрешности одиночного ТТ обычного типа в переходном режиме [48—50], универсальные характеристики для определения погрешностей одиночного ТТ обычного типа в переходном режиме по методу ПХН [51, 64]. Предложена методика расчета установившегося и переходного режима одиночного ТТ при СХН-аппроксимации характеристики намагничивания, перспективная для расчета режимов работы ТТ на ЭВМ [53].

Первое применение ЭВМ для расчета режимов работы ТТ относится еще к 1942 г., но широкое применение АВМ для этой цели началось только в 60-х годах. При этом исследовались одиночные ТТ и группы из двух ТТ, соединенных дифференциально [30].

В 70-х годах началась разработка методов расчёта на ЭВМ режимов работы групп нелинейных ТТ. Такие расчёты отличаются исключительной сложностью и возможны только посредством ЭВМ [57—59, 60, 68].

Хотя и в настоящее время в схемах релейной защиты и автоматики по-прежнему применяются преимущественно ТТ обычного типа, следует ожидать, что в недалеком будущем получат широкое применение измерительные преобразователи тока высокого напряжения новых типов — магнитные, дискретные и оптико-электронные трансформаторы тока — и это обеспечит снижение стоимости релейной защиты при одновременном повышении ее технического совершенства.

## УСЛОВНЫЕ БУКВЕННЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

- $A_z$  — обобщенный параметр режима;  
 $a_0$  — коэффициент холостого хода;  
 $B_s$  — индукция насыщения;  
 $B_{II}$  — индукция насыщения, принимаемая при ПХН-аппроксимации характеристики намагничивания;  
 $B(0)$  — начальная индукция;  
 $e_M$  — э. д. с. взаимной индукции;  
 $e_2$  — мгновенная вторичная э. д. с.;  
 $E_2$  — действующая вторичная э. д. с.;  
 $E_{2s}$  — вторичная э. д. с. насыщения (действующая);  
 $F_{1\Sigma}$  — суммарная м. д. с. всех первичных обмоток;  
 $f_D$  — токовая погрешность трансреактора;  
 $f_T$  — токовая погрешность ТТ по ГОСТ 7746-68;  
 $F_1$  — м. д. с. первичной обмотки;  
 $F_2$  — м. д. с. вторичной обмотки;  
 $f_{ср}$  — токовая погрешность по среднему по модулю значению тока;  
 $f_a$  — амплитудная токовая погрешность;  
 $f_{(1)}$  — токовая погрешность по первой гармонике тока;  
 $f_F$  — погрешность по действующему значению м. д. с.;  
 $f_{Fср}$  — погрешность по среднему по модулю значению м. д. с.;  
 $f_{Fa}$  — погрешность по амплитуде м. д. с.;  
 $f_{F(1)}$  — погрешность по первой гармонике м. д. с.;  
 $h_d$  — расстояние от МТТ до провода с измеряемым током при нормальной ориентации МТТ;  
 $H$  — действующая напряженность магнитного поля;  
 $H_t$  — мгновенная напряженность магнитного поля;  
 $H_{макс}$  — амплитуда напряженности магнитного поля;  
 $i_{нб}, I_{нб}$  — мгновенный и действующий первичные токи небаланса;  
 $i_{нб(1)}, I_{нб(1)}$  — мгновенная и действующая первая гармоника тока небаланса;  
 $i_{св}$  и  $i_{2св}$  — свободные намагничивающий и вторичный токи;

- $I_{0в}$  — свободный вторичный ток, обусловленный переходными процессами во вторичном контуре;
- $I_{1*}, i_{1*}, I_{0*}, i_{0*}$  и т. д. — относительные значения первичного и намагничивающего токов в долях  $I_{1m}$ ;
- $i_{2*}, I_{2*}$  и т. д. — относительные значения вторичного тока в долях  $I_{2m}$ ;
- $i_{*}$  — мгновенный ток полной погрешности;
- $I_{*}$  — действующий ток полной погрешности;
- $I_{01ср}$  — среднее по модулю значение первичного намагничивающего тока;
- $i_{01макс}$  — максимальный первичный намагничивающий ток;
- $I_{01(1)}$  — действующее значение первой гармоники первичного намагничивающего тока;
- $i_{02}, I_{02}, i_{02макс}$  и т. д. — значения намагничивающего тока, приведенные к числу витков вторичной обмотки (значения вторичного намагничивающего тока);
- $i_{21}, I_{21}, i_{21макс}$  и т. д. — значения вторичного тока, приведенные к числу витков первичной обмотки;
- $i_{01} = i_1 - i_{21}$  — мгновенный первичный намагничивающий ток;
- $I_{01}$  — действующий первичный намагничивающий ток;
- $I_{1с}$  — отображаемый сигналом действующий первичный ток;
- $i_{1с}$  — отображаемый сигналом мгновенный первичный ток;
- $I_{1ном}$  — номинальный первичный ток;
- $I_{2ном}$  — номинальный вторичный ток;
- $i_1$  — мгновенный первичный ток;
- $I_1$  — действующий ток (в общем случае среднее квадратичное значение первичного тока);
- $I_{1ср}$  — среднее по модулю значение первичного тока;
- $I_{1(1)}$  — действующая первая гармоника первичного тока;
- $I_{1m}$  — амплитуда синусоидального первичного тока;
- $i_{1макс}$  — максимальное мгновенное значение первичного тока;
- $I_{1уст}$  — действующий установившийся первичный ток;
- $i_{1св}$  — свободный первичный ток;
- $i_{12}, I_{12}, i_{12макс}$  — мгновенное, действующее и максимальное значения первичного тока, приведенные к числу витков вторичной обмотки;
- $i_{1п}$  — первичный ток, создающий помехи;
- $i_2$  — мгновенный вторичный ток;
- $I_2$  — действующий вторичный ток;
- $I_{2ср}$  — среднее по модулю значение вторичного тока;
- $I_{2(1)}$  — действующая первая гармоника вторичного тока;
- $I_{2m}$  — амплитуда синусоидального вторичного тока;

- $i_{2\text{макс}}$  — максимальное мгновенное значение вторичного тока;  
 $i_{2(1)}$  — мгновенная первая гармоника вторичного тока;  
 $K_{10}$  — предельная кратность ТТ;  
 $K_{10\text{ном}}$  — номинальная предельная кратность ТТ;  
 $K_{\Pi}$  — коэффициент помех;  
 $K_0$  — коэффициент преобразования МТТ;  
 $K_{\text{н}}$  — номинальный единичный коэффициент преобразования МТТ;  
 $K_l, K_{\alpha}$  — коэффициент удаленности и коэффициент ориентации МТТ относительно провода с измеряемым током;  
 $K_{l\text{п}}, K_{\alpha\text{п}}$  — коэффициент удаленности и коэффициент ориентации относительно провода с мешающим током;  
 $l_0$  — длина средней магнитной линии;  
 $l_{\text{д}}$  — расстояние от оси МТТ до провода с измеряемым током;  
 $L_{0\text{с}}$  — остаточная индуктивность ветви намагничивания при СХН-аппроксимации характеристики намагничивания;  
 $L_{\text{н}}$  — индуктивность нагрузки;  
 $L_{\text{вт}}$  — индуктивность вторичной обмотки;  
 $L_2$  — индуктивность вторичной ветви Т-образной схемы замещения;  
 $L_{02}$  — индуктивность намагничивания вторичной обмотки;  
 $L_{\text{д}}$  — индуктивность обмотки МТТ;  
 $L_{\text{т}2}$  — индуктивность рассеяния вторичной обмотки;  
 $L_{\text{перв}}$  — индуктивность первичной обмотки;  
 $M$  — взаимная индуктивность первичной и вторичной обмотки;  
 $M_{\text{д}}$  — взаимная индуктивность МТТ и провода с измеряемым током;  
 $M_{\text{п}}$  — взаимная индуктивность МТТ и провода с мешающим током;  
 $m_1$  — кратность действующего первичного тока по отношению к номинальному первичному току;  
 $n_{\text{т.ном}}$  — номинальный коэффициент трансформации ТТ;  
 $n_{\text{р.ном}}$  — номинальный коэффициент трансформации ТР;  
 $Q_{\text{ф}}$  — сечение ферромагнитной части магнитопровода;  
 $Q_{\text{в}}$  — сечение неферромагнитной части магнитопровода (воздушного зазора);  
 $r_{\text{н}}$  — активное сопротивление нагрузки ТТ или ТР;  
 $r_{\text{вт}}$  — активное сопротивление вторичной обмотки ТТ или ТР;  
 $r_{\text{д}}$  — активное сопротивление обмотки МТТ;  
 $R_2$  — активное сопротивление вторичной ветви Т-образной схемы замещения;

- $r_{02}$  — активное сопротивление ветви намагничивания в Т-образной схеме замещения;  
 $S_{\text{НОМ}}$  — номинальная мощность ТТ или ТР;  
 $S_2$  — полная вторичная мощность ТТ или ТР;  
 $T_1$  — период первой гармоники;  
 $u_2, U_2, U_{2\text{СР}}$  — мгновенное, действующее и среднее по модулю вторичное напряжение;  
 $U_{\text{НОМ}}$  — номинальное напряжение ТТ;  
 $U_{2\text{НОМ}}$  — номинальное вторичное напряжение ТР;  
 $w_2$  — число витков первичной обмотки;  
 $w_1$  — число витков вторичной обмотки;  
 $x_{\text{Н}}$  — индуктивное сопротивление нагрузки при частоте основной гармоники первичного тока;  
 $x_{\text{ВТ}}$  — индуктивное сопротивление вторичной обмотки;  
 $x_{\text{Т2}}$  — индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки;  
 $x_2$  — индуктивное сопротивление вторичной ветви в Т-образной схеме замещения;  
 $x_{02}$  — индуктивное сопротивление ветви намагничивания в Т-образной схеме замещения;  
 $x_{0\text{а}}$  — остаточное индуктивное сопротивление ветви намагничивания при СХН-аппроксимации характеристики намагничивания;  
 $z_{\text{Н}}$  — полное сопротивление в цепи нулевого провода ГТТ «звезда»;  
 $z_{\text{Т2}}$  — полное сопротивление, определяемое активным сопротивлением вторичной обмотки и индуктивным сопротивлением рассеяния вторичной обмотки ТТ или ТР;  
 $z_{\text{Н}}$  — полное сопротивление нагрузки;  
 $z_{\text{Н.НОМ}}$  — номинальное сопротивление нагрузки;  
 $z_{\text{Н.НОМ}}$  — номинальное сопротивление насыщения;  
 $z_{\text{ВТ}}$  — полное сопротивление вторичной обмотки ТТ или ТР;  
 $z_{\text{д}}$  — полное сопротивление обмотки МТТ;  
 $z_2$  — полное сопротивление вторичной ветви в Т-образной схеме замещения;  
 $z_{02}$  — полное сопротивление ветви намагничивания в схеме замещения;  
 $z_{\Sigma} = |Z_2 + Z_{02}|$  — полное сопротивление вторичного контура в схеме замещения одиночного ТТ;  
 $\alpha_1$  — начальная фаза включения тока;  
 $\gamma_1$  — угол насыщения ТТ;  
 $\gamma_2$  — угол выхода из насыщения ТТ;  
 $\delta_{\text{Т}}$  — угловая погрешность ТТ по ГОСТ 7746-68;  
 $\delta_{\text{Р}}$  — угловая погрешность трансреактора;  
 $\varepsilon$  — полная погрешность ТТ по ГОСТ 7746-68;  
 $\varepsilon_{\text{а}}$  — амплитудная полная погрешность;  
 $\varepsilon_{\text{с}}$  — средняя квадратичная полная погрешность;  
 $\sigma_{\text{в}}$  — коэффициент витковой коррекции ТТ;  
 $\tau_1$  — постоянная времени первичной цепи;  
 $\tau_2$  — постоянная времени вторичной ветви схемы замещения;  
 $\tau_{\text{Н}}$  — постоянная времени нагрузки;

- $\tau_{\Sigma}$  — постоянная времени контура всей схемы замещения вторичной обмотки;
- $\varphi_{н}$  — угол сопротивления нагрузки;
- $\varphi_2$  — угол сопротивления вторичной ветви схемы замещения;
- $\varphi_0$  — угол сопротивления ветви намагничивания схемы замещения;
- $\varphi_{\Sigma}$  — угол между векторами вторичного и намагничивающего токов.

## ГЛАВА ПЕРВАЯ

### ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

#### 1-1. ДВУХОБОМОТОЧНЫЕ ТТ

На основе двухобмоточного трансформатора выполняются измерительные преобразователи тока двух видов: двухобмоточные трансформаторы тока (ТТ) и двухобмоточные трансреакторы (ТР). Двухобмоточный ТТ является масштабным измерительным преобразователем тока. У идеального двухобмоточного ТТ вторичный ток изменяется пропорционально первичному току.

Двухобмоточный ТР является функциональным измерительным преобразователем тока. У него на выходе измерительная информация отображается вторичным напряжением. У идеального двухобмоточного ТР вторичное напряжение изменяется пропорционально первой производной первичного тока по времени, т. е. ТР является дифференциатором тока.

В устройствах релейной защиты и автоматики наиболее давно и наиболее широко применяются двухобмоточные ТТ, выполняемые в соответствии с конструктивной схемой на рис. 1-1. Основными элементами ТТ являются первичная обмотка 1, вторичная обмотка 2 и стальной магнитопровод 3. Первичная обмотка включается в цепь измеряемого (первичного) тока. В цепь вторичной обмотки включаются измерительные приборы и реле (ИПР), обрабатывающие измерительную информацию о первичном токе. Вследствие того что вто-

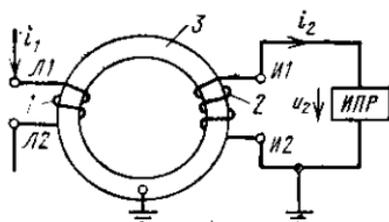


Рис. 1-1. Конструктивная схема двухобмоточного ТТ.

ричная обмотка индуктивно связана с первичной, в ней под воздействием первичного тока индуцируется э. д. с. взаимной индукции, вызывающая вторичный ток и вторичное напряжение как функции первичного тока. У идеального ТТ вторичный ток однозначно связан с первичным током независимо от сопротивления ИПР, а вторичное напряжение однозначно связано с первичным током только при данном сопротивлении ИПР. В отличие от ТТ у идеального двухобмоточного ТР вторичное напряжение однозначно связано с первичным током независимо от сопротивления ИПР, а вторичный ток однозначно связан с первичным током только при данном сопротивлении ИПР. У реального двухобмоточного ТТ функциональная связь вторичного и первичного токов зависит от сопротивления ИПР, но в малой степени благодаря тому, что ТТ работает в режиме, близком к режиму к. з. вторичной обмотки. У реального ТР функциональная связь вторичного напряжения и первичного тока зависит от сопротивления ИПР, но в малой степени благодаря тому, что ТР работает в режиме, близком к режиму х. х. вторичной обмотки. Что касается конструктивной схемы, то у ТТ и ТР она одинакова. Разница только в том, что у большинства промышленных двухобмоточных ТТ магнитопровод выполняется замкнутым, а у большинства промышленных ТР магнитопровод выполняется с поперечным немагнитным зазором.

Стрелками на рис. 1-1 показаны принятые при дальнейшем изложении условные положительные направления токов и напряжений. В соответствии с ГОСТ 7746-68 условные начала обмоток обозначаются  $L1$  и  $I1$ , а условные концы —  $L2$  и  $I2$ .

Конструктивная схема двухобмоточного ТТ была предложена еще в конце прошлого века. Тем не менее она в различных модификациях продолжает наиболее широко применяться и в современных конструкциях. Модификации различаются конструктивным исполнением обмоток и магнитопроводов, причем для магнитопроводов современных ТТ применяется холоднокатаная листовая или ленточная трансформаторная сталь марок 3411—3414 (Э310—Э330).

Основными параметрами двухобмоточного ТТ являются номинальный первичный ток  $I_{1ном}$ ; номинальный вторичный ток  $I_{2ном}$ ; номинальный коэффициент транс-

формации  $n_{т.ном}$ ; сопротивление нагрузки  $z_H$ ; номинальная частота  $f_{ном}$ ; номинальное первичное напряжение  $U_{1ном}$ .

Номинальный коэффициент трансформации ТТ равен отношению номинального первичного тока к номинальному вторичному току

$$n_{т.ном} = I_{1ном} / I_{2ном}.$$

Сопротивление нагрузки определяется при практически синусоидальном первичном токе нормальной частоты как отношение действующего вторичного напряжения к действующему вторичному току  $z_H = U_2 / I_2$ . При этом угол сопротивления нагрузки  $\varphi_H$  равен углу сдвига фаз вторичного тока и вторичного напряжения.

Стандартный двухобмоточный ТТ рассчитывается для работы с заземлением вторичной обмотки и магнитопровода. При этом номинальное напряжение ТТ характеризует класс изоляции первичной обмотки относительно вторичной обмотки и магнитопровода. Трансформаторы тока на номинальное напряжение свыше 1000 В обобщенно называются трансформаторами тока высокого напряжения.

На рис. 1-2 изображена конструктивная схема аппарата, называемого «одновитковый трансформатор тока с двумя вторичными обмотками». Он содержит помещенные в общем кожухе два отдельных магнитопровода А и Б со вторичными обмотками. Каждая вторичная обмотка имеет отдельные выводы. Первичная обмотка выполнена в виде стержня, который пропущен через окна обоих магнитопроводов и изолирован на номинальное напряжение относительно магнитопроводов и вторичных обмоток.

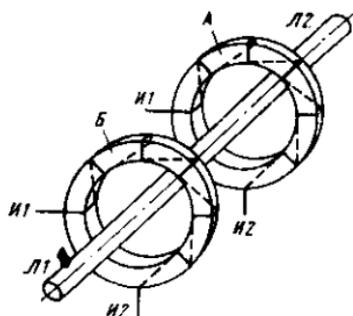


Рис. 1-2. Трансформатор тока с двумя вторичными обмотками.

Таким образом, одновитковый трансформатор тока с двумя вторичными обмотками по принципу действия подобен группе из двух двухобмоточных ТТ с последовательно соединенными первичными обмотками. По такой конструктивной схеме выполняется большинство ТТ

высокого напряжения на номинальное напряжение до 35 кВ и номинальный ток свыше 600 А.

Модификацией двухобмоточного ТТ является шинный ТТ. У него вообще нет собственной первичной обмотки. Он представляет собой только магнитопровод с вторичной обмоткой. При монтаже шинного ТТ через окно магнитопровода пропускается шина, ток в которой подлежит измерению. Шинные ТТ применяются при измерениях больших токов — свыше 1—2 кА при номинальном напряжении до 20 кВ. Применяются также шинные ТТ с несколькими вторичными обмотками, выполняемые по конструктивной схеме, аналогичной схеме на рис. 1-2.

По конструктивной схеме на рис. 1-2 выполняются и встроенные ТТ. У встроенного ТТ тоже нет собственной первичной обмотки. Кольцевые магнитопроводы встраиваются во вводы выключателя высокого напряжения, силового трансформатора, генератора и т. д. Это наиболее простой и экономичный вариант ТТ высокого напряжения обычного типа. Последнее обусловлено тем, что у него необходимая изоляция первичной обмотки обеспечивается за счет изоляции ввода. Однако подобные ТТ пригодны не для всех видов релейной защиты. Например, для защиты силового трансформатора от к. з. на его вводах не пригодны ТТ, встроенные в эти вводы.

Для  $U_{ном} \geq 35$  кВ наиболее универсальными являются опорные ТТ. Они выполняются по конструктивной схеме, аналогичной приведенной на рис. 1-2, но только число кольцевых магнитопроводов у них доходит до четырех, т. е. один опорный ТТ заменяет до четырех двухобмоточных ТТ с последовательно соединенными первичными обмотками.

У опорных ТТ применяется волокнисто-масляная изоляция. Первичная обмотка выполняется обычно в виде плоской катушки из нескольких витков медной или алюминиевой шины с волокнистой изоляцией. Вся конструкция помещается в полый фарфоровый опорный изолятор и заливается трансформаторным маслом.

На рис. 1-3 поясняется устройство опорного ТТ.

В установках сверхвысокого напряжения (500 кВ и выше) применяются каскадные опорные ТТ. На рис. 1-4 приведена принципиальная схема каскадного двухступенчатого ТТ типа ТФНК-500 на номинальное напряжение 500 кВ. Верхняя ступень В состоит из одного двух-

обмоточного ТТ. Магнитопровод и вторичная обмотка ТТ верхней ступени изолированы относительно земли на половинное напряжение (ТТ целиком установлен на изоляторе). Поэтому изоляция первичной обмотки относительно магнитопровода и вторичной обмотки выполнена на половинное напряжение (на 250 кВ). В нижней ступени  $H$  используются четыре отдельных магнитопровода с отдельными вторичными обмотками и общей первичной обмоткой.

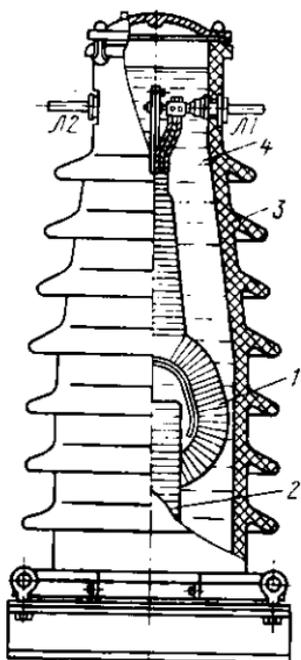


Рис. 1-3. Опорный ТТ.

1 — первичная обмотка;  
2 — вторичная обмотка и магнитопровод;  
3 — фарфоровый изолятор;  
4 — трансформаторное масло.

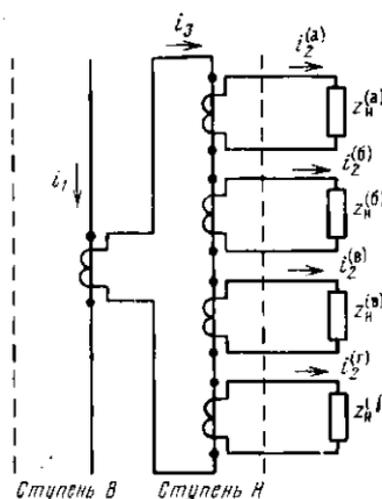


Рис. 1-4. Принципиальная схема двухступенчатого каскадного трансформатора тока.

Магнитопроводы и вторичные обмотки нижней ступени заземляются. Первичная обмотка нижней ступени питается от вторичной обмотки верхней ступени. При этом она тоже изолируется на половинное напряжение. Таким образом, и в верхней, и в нижней ступенях применяются двухобмоточные ТТ, рассчитанные на половинное номинальное напряжение, что и обеспечивает снижение стоимости каскадного ТТ по сравнению с пекаскадным ТТ на то же номинальное напряжение.

## 1-2. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ И КРИВЫЕ НАМАГНИЧИВАНИЯ ДВУХОБОМОТЧНОГО ТТ

Магнитное поле ТТ обычно представляют состоящим из основного магнитного поля, магнитного поля рассеяния первичной обмотки и магнитного поля рассеяния вторичной обмотки. При этом схема магнитных потоков ТТ соответствует рис. 1-5.

Магнитный поток рассеяния первичной обмотки связан только с первичной обмоткой и возбуждается только первичным током

$$\Phi_{\text{рас1}} = L_{\text{Т1}} i_1 / \omega_1,$$

где  $L_{\text{Т1}}$  — индуктивность рассеяния первичной обмотки.

Магнитный поток рассеяния вторичной обмотки связан только со вторичной обмоткой и возбуждается только вторичным током

$$\Phi_{\text{рас2}} = L_{\text{Т2}} i_2 / \omega_2,$$

где  $L_{\text{Т2}}$  — индуктивность рассеяния вторичной обмотки.

Магнитный поток основного поля возбуждается и первичным, и вторичным токами.

Для принятых условных положительных направлений токов и потоков магнитный поток основного поля

$$\Phi_0 = L_{01} i_1 / \omega_1 - L_{02} i_2 / \omega_2,$$

где  $L_{02} = (\omega_2 / \omega_1) M$  — индуктивность намагничивания вторичной обмотки;  $L_{01} = (\omega_1 / \omega_2)^2 L_{02}$  — индуктивность намагничивания первичной обмотки.

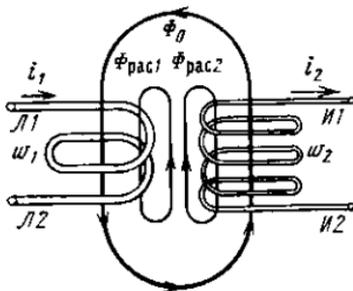


Рис. 1-5. Магнитные потоки двухобмоточного ТТ.

При исследовании режимов работы ТТ представляется удобным рассматривать магнитный поток основного поля как функцию намагничивающего тока ТТ. Далее, как это принято в учебной литературе по ТОЭ [71, 79 и др.], намагничивающим током называется поделенная на заданное число витков м. д. с. (или полный ток) через замкнутый контур, проведенный вдоль магнитопровода ТТ.

Магнитодвижущая сила, поделенная на число витков первичной обмотки, далее называется первичным на-

магнитизирующим током

$$i_{01} = (i_1 \omega_1 - i_2 \omega_2) / \omega_1.$$

Магнитодвижущая сила, поделенная на число витков вторичной обмотки, далее называется вторичным намагнитизирующим током

$$i_{02} = (i_1 \omega_1 - i_2 \omega_2) / \omega_2.$$

Намагнитизирующий ток ТТ не следует смешивать с «током намагнитизации», который по ГОСТ 18685-73 (термин 70) равен действующему значению тока, потребляемого вторичной обмоткой ТТ, когда ко вторичным зажимам приложено синусоидальное напряжение номинальной частоты, причем первичная обмотка и все остальные обмотки разомкнуты.

По характеру зависимости магнитных потоков от соответствующих токов ТТ подразделяются на линейные и нелинейные. У линейного ТТ магнитные потоки прямо пропорциональны соответствующим токам, а индуктивности рассеяния и намагнитизации линейны, т. е. не зависят от токов. У нелинейного ТТ они зависят только от конструктивных данных. При этом магнитный поток основного поля пропорционален намагнитизирующему току и совпадает с ним по фазе

$$\Phi_0 = L_{01} i_{01} / \omega_1 = L_{02} i_{02} / \omega_2.$$

У нелинейного ТТ магнитные потоки являются нелинейными функциями токов. При этом индуктивности рассеяния и намагнитизации нелинейны — зависят от токов. Типичным нелинейным ТТ является ТТ с замкнутым стальным магнитопроводом. У большинства стандартных ТТ в магнитопроводе практически полностью локализуется только основное магнитное поле, поля же рассеяния в значительной части находятся в воздухе или в другой среде с постоянной магнитной проницаемостью. У таких ТТ обычно допустимо пренебрегать нелинейностью индуктивностей рассеяния обмоток и учитывать только нелинейную зависимость основного магнитного потока от намагнитизирующего тока. Если же магнитопровод выполнен с достаточным воздушным зазором, то при условии, что он не насыщается, ТТ допустимо рассматривать как линейный ТТ.

Идеальным же линейным ТТ является ТТ без магнитопровода — так называемый «воздушный ТТ» при условии, что вблизи него нет ферромагнитных деталей.

Наиболее общей характеристикой основного магнитного поля ТТ является характеристика зависимости мгновенной индукции основного магнитного поля от мгновенной напряженности основного магнитного поля, т. е.  $B_t(H_t)$ . У линейного ТТ эта характеристика представляет собой прямую линию, проходящую через начало координат. У ТТ с замкнутым магнитопроводом при постоянном сечении магнитопровода эта характеристика практически совпадает с динамической петлей (ДПН)

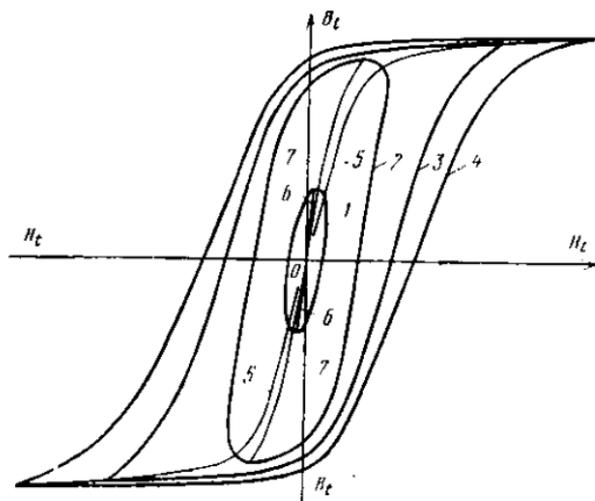


Рис. 1-6. Кривые намагничивания ТТ.

материала магнитопровода, снятой в тех же условиях. Вид этой характеристики зависит от закона изменения индукции во времени.

При исследовании ТТ для промышленной частоты (50 Гц) обычно рассматривается ДПН ТТ, снятая при изменении индукции по синусоидальному закону с промышленной частотой. При этом у ТТ с замкнутым магнитопроводом каждому значению амплитуды индукции  $B_m$  соответствует отдельная ДПН, а форма ДПН зависит от значения  $B_m$ . Если  $B_m$  невелика, то форма ДПН близка к эллипсу (кривая 1 на рис. 1-6), но при этом максимальная индукция заметно не совпадает во времени с максимальной напряженностью магнитного поля  $H_{\text{макс}}$ .

По мере увеличения  $B_m$  ДПН все более вытягивается и уменьшается сдвиг во времени между  $B_m$  и  $H_{\text{макс}}$  (2—4 на рис. 1-6).

По семейству ДПН представляется возможным построить амплитудную характеристику намагничивания АХН, изображающую зависимость  $B_m$  от  $H_{\text{макс}}$  (кривая 5 на рис. 1-6). Характеристика однозначна, проходит через начало координат и у данного ТТ при данной частоте является единственной.

В соответствии с ГОСТ 7746-68 поставщики ТТ обязаны приводить в информационных материалах кривые намагничивания ТТ вида  $B_m(H)$ . Характеристика вида  $B_m(H)$  имеет своеобразный вид: при увеличении  $B_m$  от нуля производная  $dB_m/dH$  вначале увеличивается, при некотором значении  $B_m$  проходит через максимум и при дальнейшем увеличении  $B_m$  снижается.

Максимальную индукцию  $B_m$ , при которой дальнейшее увеличение индукции на 10% сопровождается увеличением действующего значения напряженности  $H$  на 50%, принято называть индукцией насыщения  $B_s$ .

Следует отметить, что характеристику намагничивания  $B_m(H)$  можно построить по точкам эффективной характеристики холостого хода, снятой при синусоидальном напряжении (см. § 1-6). Если точка вторичной характеристики х. х. ТТ имеет координаты  $E_2, I_{02}$ , то координаты точки характеристики намагничивания рассчитываются по формулам:

$$B_m = \frac{E_2}{4,44f\omega_2 Q_{\Phi}};$$

$$H = \frac{I_{02}\omega_2}{l_0}.$$

Площадь ДПН пропорциональна полным потерям на перемагничивание магнитопровода при данной частоте. По мере увеличения  $B_m$  значение  $H$  растет быстрее, чем площадь ДПН, и вследствие этого уменьшается влияние потерь в магнитопроводе на погрешности и другие режимные параметры ТТ. Поэтому если в расчетном режиме максимальная индукция соизмерима с индукцией насыщения или больше ее, то обычно представляется допустимым пренебрегать потерями в магнитопроводе при расчете погрешностей и других режимных параметров ТТ.

По координатам ДПН представляется возможным построить среднюю характеристику намагничивания. Средняя характеристика строится по точкам. Для каж-

дой точки задаются значением  $B_m$  и по ДПН находят два значения напряженности поля, соответствующие этой  $B_m$  (для восходящей и нисходящей ветвей ДПН). Напряженность же поля, соответствующая данному значению  $B_m$ , по средней характеристике намагничивания определяется как среднее алгебраическое напряженностей поля, найденных по ДПН.

В отличие от ДПН средняя характеристика намагничивания однозначна и проходит через начало координат, но у ТТ с замкнутым магнитопроводом для каждой ДПН (для каждого значения  $B_m$ ) получается особая средняя характеристика намагничивания. На рис. 1-6 средняя характеристика 6 относится к ДПН 1, а средняя характеристика 7 — к ДПН 2.

Если  $B_m$  мала по сравнению с  $B_s$ , то средние характеристики практически прямолинейны, но только наклоны их зависят от  $B_m$ . При этом они располагаются выше АХН.

Если  $B_m$  соизмерима с  $B_s$ , то средние характеристики намагничивания в зоне больших индукций практически сливаются и совпадают с АХН.

Если ДПН снята при частоте, близкой к нулю, то потери на вихревые токи малы по сравнению с потерями на гистерезис и площадь ДПН практически пропорциональна только потерям на гистерезис. При этом значение индукции, соответствующее  $H_l=0$ , равно остаточной индукции, которая сохраняется в магнитопроводе после выключения первичного тока. Если же ДПН снималась при промышленной частоте, то потери на вихревые токи соизмеримы с потерями на гистерезис и ширина ДПН больше, чем при той же  $B_m$ , но частоте, близкой к нулю. Вследствие этого остаточная индукция меньше, чем индукция при  $H_l=0$ .

Если в магнитопроводе ТТ выполнить небольшой поперечный немагнитный (воздушный) зазор, то при данной  $B_m=B_s$  максимальная напряженность поля значительно возрастет и ДПН вытянется. Но так как площадь ДПН останется практически без изменения, то значительно уменьшится остаточная индукция. Одновременно в зоне индукций, меньших индукции насыщения, произойдет спрямление АХН и средней характеристики намагничивания. Эти характеристики расположатся значительно ниже, чем до выполнения зазора, и практически сольются. При этом в зоне индукций, мень-

ших  $B_s$ , ТТ с зазором по своим свойствам приблизится к линейному ТТ.

Следует отметить, что при расчетах режимов работы ТТ в условиях, когда  $B_m$  достигает  $B_s$ , весьма трудно использовать истинные характеристики намагничивания ТТ. Обычно при таких расчетах используют различные аппроксимации характеристики намагничивания. В настоящее время известно большое число аппроксимаций характеристики намагничивания ТТ, применяемых при расчетах режимов работы ТТ в условиях, когда  $B_m \geq B_s$ . В дальнейшем для ТТ без зазора наиболее широко применяются ПХН-аппроксимация и СХН-аппроксимация.

ПХН-аппроксимация (от слов прямоугольная характеристика намагничивания) основана на допущении, что индукция основного магнитного поля ТТ может меняться только в конечных пределах  $\pm B_n$ , причем это

изменение происходит при напряженности поля, равной нулю (на рис. 1-7, кривая 1). Изменение напряженности поля в положительном направлении происходит только при индукции, равной  $+B_n$ , а изменение в отрицательном направлении только при индукции  $-B_n$ . Индукцию, равную  $B_n$ , обычно называют индукцией насыщения ТТ, но она более или менее значительно отличается от индукции насыщения стали магнитопровода, обозначаемой  $B_s$  (способы определения значения  $B_n$  рассмотрены в гл. 3).

ПХН-аппроксимация относится к числу наиболее простых аппроксимаций, пригодных для достаточно точного учета явления насыщения ТТ в переходных и установившихся режимах. Она наиболее часто применяется при аналитических расчетах режимов работы одиночных ТТ.

СХН-аппроксимация (от слов спрямленная характеристика намагничивания) основана на допущении, что, как и при ПХН-аппроксимации, изменение индукции в конечных пределах  $\pm B_n$  происходит при  $H=0$  (кривая 2 на рис. 1-7), но пределы изменения индукции не

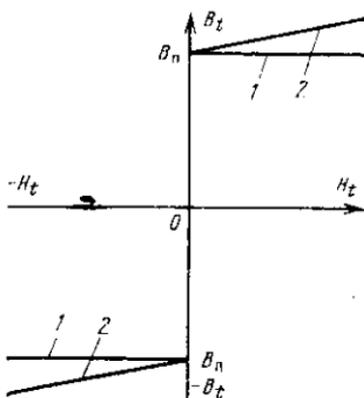


Рис. 1-7. Варианты кусочно-линейной аппроксимации ДХН.

ограничены, причем изменение напряженности поля сопровождается линейным изменением индукции за пределами  $\pm B_{\text{п}}$ . СХН-аппроксимация более универсальна и позволяет рассчитывать режимы работы как нелинейных, так и линейных ТТ, но она требует более трудоемких расчетов, поэтому применяется в основном при расчетах режимов работы одиночных ТТ и групп ТТ на ЭВМ.

Поскольку намагничивающий ток пропорционален напряженности основного магнитного поля, а основное потокосцепление обмоток пропорционально индукции, то характеристики намагничивания ТТ нередко строят в координатах вторичный намагничивающий ток—основное потокосцепление вторичной обмотки. Такие характеристики удобны тем, что учитывают конструкцию ТТ.

### 1-3. СООТНОШЕНИЕ ТОКОВ И ПОГРЕШНОСТИ ДВУХОБМОТОЧНОГО ТТ

У двухобмоточного ТТ с заданным отношением чисел витков обмоток вторичный ток является функцией первичного и намагничивающего токов в соответствии с формулой

$$i_2 = (i_1 - i_{01}) \omega_1 / \omega_2.$$

Номинальный коэффициент трансформации в общем случае отличается от отношения чисел витков обмоток

$$n_{\text{т. ном}} = \frac{\omega_2}{\omega_1 (1 - \sigma_{\text{в}})},$$

где  $\sigma_{\text{в}}$  — коэффициент витковой коррекции, характеризующий отклонение отношения чисел витков от номинального коэффициента трансформации, равного отношению номинальных токов ТТ (§ 1-1). Практически у всех ТТ он не превышает 0,01—0,03.

Поэтому у ТТ с заданным номинальным коэффициентом трансформации вторичный ток является функцией не только первичного и намагничивающего токов, но и коэффициента витковой коррекции

$$i_2 = (i_1 - i_{01}) \frac{1}{n_{\text{т. ном}} (1 - \sigma_{\text{в}})} \approx (i_1 - i_{01}) \frac{1 + \sigma_{\text{в}}}{n_{\text{т. ном}}}.$$

При расчетах режимов работы ТТ в устройствах релейной защиты нередко пренебрегают витковой коррекцией, полагая  $\sigma_{\text{в}} = 0$ ,

При определении погрешностей ТТ следует рассматривать ТТ как измерительный преобразователь, у которого на вход действует измеряемая величина плюс аддитивная помеха, а с выхода снимается сигнал измерительной информации, отображающий измеряемую величину с погрешностью.

В общем случае первичный ток состоит из измеряемой составляющей с мгновенным значением  $i_{1н}$  и помехи с мгновенным значением  $i_{1п}$ :  $i_1 = i_{1н} + i_{1п}$ .

Мгновенное значение измеряемой составляющей первичного тока, отображаемое сигналом, равно:

$$i_{1с} = i_{1н} + i_e,$$

где  $i_e$  — абсолютная мгновенная погрешность ТТ, называемая далее „мгновенный ток полной погрешности“.

Далее принято, что у стандартного двухобмоточного ТТ мгновенный первичный ток, отображаемый сигналом,  $i_{1с} = n_{т.ном} i_2$ .

При этом мгновенный ток полной погрешности

$$i_e = n_{т.ном} i_2 - i_1 + i_{1п} \approx \frac{\omega_2}{\omega_1} i_2 \sigma_B - i_{o1} + i_{1п}. \quad (1-1)$$

Это выражение является наиболее общим, справедливым как в установившемся, так и в переходном режиме.

Двухобмоточный ТТ обычно используется для измерения в установившемся режиме полного первичного тока, т. е. помеха принимается равной нулю. Если при этом все токи являются синусоидальными функциями времени, то комплексный действующий ток полной погрешности

$$i_e = \frac{\omega_2}{\omega_1} \sigma_B i_2 - i_{o1}.$$

Векторная диаграмма токов для этого случая приведена на рис. 1-8. Если витковая коррекция отсутствует, то ток полной погрешности равен по модулю намагничивающему току, но имеет обратный знак. В общем же случае ток полной погрешности отличается от намагничивающего тока и по модулю, и по фазе.

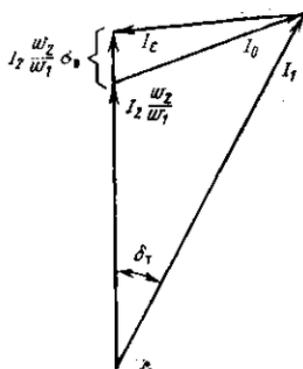


Рис. 1-8. Векторная диаграмма токов двухобмоточного ТТ.

$$f_{\tau} = \left( \frac{n_{\tau, \text{ном}} I_2}{I_1} - 1 \right) 100;$$

Рис. 1-8. Векторная диаграмма токов двухобмоточного ТТ.

$$\epsilon = \frac{100}{I_1} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_2 n_{\tau, \text{ном}} - i_1)^2 dt}. \quad (1-2)$$

Рис. 1-8. Векторная диаграмма токов двухобмоточного ТТ.

Рис. 1-8. Векторная диаграмма токов двухобмоточного ТТ.

Рис. 1-8. Векторная диаграмма токов двухобмоточного ТТ.

$\cos \varphi_{\text{ном}}=0,8$ ) должно находиться в пределах  $z_{\text{н}}=$   
 $= (1 \pm 0,25) z_{\text{н.ном}}$ . Для классов 3 и 10 сопротивление на-  
 грузки должно быть в пределах  $z_{\text{н}}=(1 \pm 0,5) z_{\text{н.ном}}$ .  
 В тех же условиях допустимая угловая погрешность со-  
 ставляет  $\pm 10'$  для класса 0,2;  $\pm 30'$  для класса 0,5 и  
 $\pm 60'$  для класса 1,0. Для классов точности 3 и 10 угло-  
 вая погрешность не нормируется. При снижении пер-  
 вичного тока до  $I_1=0,1 I_{\text{ном}}$  для классов 0,5 и 1,0 до-  
 пустимые погрешности увеличиваются в 2 раза.

Допустимые токовые погрешности измерительных ТТ  
 при увеличении первичного тока сверх номинального не  
 нормируются.

Точность защитного ТТ характеризуется полной по-  
 грешностью  $\epsilon$ .

У ТТ со стальным магнитопроводом все погрешности  
 при прочих равных условиях зависят от кратности дей-  
 ствующего первичного тока по отношению к номиналь-  
 ному. Наибольшая кратность первичного тока, при ко-  
 торой гарантируется, что полная погрешность не превы-  
 сит 10%, называется предельной кратностью  $K_{10}$ . Чис-  
 ленное значение  $K_{10}$  зависит от нагрузки ТТ. Значение  
 $K_{10}$  при номинальной вторичной нагрузке называется  
 номинальной предельной кратностью  $K_{10\text{ном}}$ . ГОСТ не  
 регламентирует численное значение  $K_{10\text{ном}}$ , но обязывает  
 поставщика ТТ указывать численное значение  $K_{10\text{ном}}$   
 в паспортных данных.

Следует отметить, что по рекомендации Междуна-  
 родной электротехнической Комиссии (МЭК) численные  
 значения предельной кратности устанавливаются равны-  
 ми 5—10—15—20—30, а защитные ТТ подразделяются  
 в отношении допустимых погрешностей на два класса  
 точности: 5Р и 10Р (публикация МЭК № 185). Для них  
 допустимы следующие значения погрешностей

Погрешность	Класс точности	
	5Р	10Р
Токовая при $I_{1\text{ном}}$ , % . . . . .	$\pm 1$	$\pm 3$
Угловая при $I_{1\text{ном}}$ , сантирад . . . . .	$\pm 1,8$	—
Полная при предельной кратности, % . .	5	10

При этом токовая и угловая погрешности должны  
 определяться при нагрузке ТТ с индуктивным  $\cos \varphi_{\text{ном}}=$   
 $=0,8$ . Если же номинальная вторичная мощность менее  
 5 В·А, то допустимо принимать  $\cos \varphi_{\text{ном}}=1$ .

Полная погрешность определяется при сопротивле-  
 нии нагрузки по усмотрению поставщика ТТ с  $\cos \varphi_{\text{ном}}=$   
 $=0,8$  или 1,0.

Если погрешности относительно невелики, то справедливо следующее приблизительное равенство:

$$\varepsilon = \sqrt{f_{\tau}^2 + (100 \operatorname{tg} \delta_{\tau})^2}.$$

При этом, зная полную погрешность, можно приблизительно оценить другие погрешности:

$$|f_{\tau}| \leq \varepsilon; \quad \delta_{\tau} \leq \varepsilon.$$

В релейной защите нередко соотношения между токами ТТ выражают не через номинальный коэффициент трансформации, а через отношение чисел витков обмоток. Если при этом коэффициент витковой коррекции не равен нулю, то токовая погрешность и полная погрешность не характеризуют точность ТТ. В таких случаях для характеристики точности ТТ в установленном режиме применяют вместо токовой погрешности погрешность м. д. с., %:

$$f_F = \left( \frac{w_2 I_2}{w_1 I_1} - 1 \right) 100,$$

а вместо полной погрешности — относительный намагничивающий ток, выраженный в относительных единицах или в процентах:  $I_{0*} = I_{01} / I_1$  или  $I_{0\%} = I_{01} \cdot 100 / I_1$ .

Погрешность м. д. с. однозначно связана с токовой погрешностью через коэффициент витковой коррекции, а относительный намагничивающий ток однозначно связан с полной погрешностью.

Если в формуле для токовой погрешности выразить номинальный коэффициент трансформации через отношение чисел витков и коэффициент витковой коррекции, то нетрудно получить, %:

$$f_{\tau} = \left( \frac{I_2 w_2}{I_1 w_1 (1 - \sigma_B)} - 1 \right) 100 \approx f_F + 100 \sigma_B.$$

Отсюда следует, что если  $f_F$  отрицательна (а при активно-индуктивной нагрузке она всегда отрицательна), то при помощи витковой коррекции, при которой  $100 \sigma_B = -f_F$ , токовую погрешность можно свести к нулю. Этим приемом широко пользуются изготовители измерительных ТТ класса точности 0,5 и 1,0. Если же витковая коррекция отсутствует, то токовая погрешность равна погрешности м. д. с.

Если в формуле для расчета полной погрешности заменить

$$(i_2 n_{\text{т.ном}} - i_1)^2 \approx I_{01}^2 - 2 \frac{\omega_2}{\omega_1} \sigma_{\text{в}} i_{01} i_2,$$

то после несложных преобразований получим:

$$\left(\frac{\varepsilon}{100}\right)^2 = I_{0*}^2 - 2\sigma_{\text{в}} \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{1}{I_1^2 T} \int_0^T i_{01} i_2 dt.$$

Таким образом, если витковой коррекции нет, то полная погрешность равна относительному намагничивающему току в процентах.

Приведенные выражения для расчета погрешностей пригодны и в тех случаях, когда измерению подлежит только определенная составляющая первичного тока, например только первая гармоника (при несинусоидальном первичном токе). При этом в формулы вместо полного первичного тока следует подставлять измеряемую составляющую первичного тока.

Если в расчетном режиме полная погрешность значительно превышает 1—2%, то обычно допустимо пренебрегать витковой коррекцией.

В настоящее время способы оценки точности ТТ в переходном режиме не регламентированы. Далее принято, что в переходном режиме первичный ток состоит из установившегося тока, который изменяется по синусоидальному закону с амплитудой  $I_{1m}$ , и из свободного тока (с мгновенным значением  $i_{1\text{св}}$ ), который изменяется по тому или иному закону, стремясь к нулю. При этом измерению в переходном режиме подлежит либо полный первичный ток, либо только установившийся.

В первом случае мгновенный ток полной погрешности в переходном режиме

$$i_{\text{впер}} = n_{\text{т.ном}} i_{2\text{пер}} - i_{1\text{пер}} \quad (1-3)$$

Во втором случае мгновенный ток полной погрешности в переходном режиме

$$i_{\text{впер}} = n_{\text{т.ном}} i_{2\text{пер}} - i_{1\text{уст}} \quad (1-4)$$

В качестве интегральных критериев точности в переходном режиме логично пользоваться, как и в установившемся режиме, угловой погрешностью, токовой погрешностью и полной погрешностью, расширив соответственно определение этих терминов.

Далее принято, что в первом случае, т. е. при измерении полного тока, угловая погрешность равна выраженному в угловой мере временному интервалу между моментами перехода через нуль вторичного тока и полного первичного тока. Она называется угловой погрешностью по полному первичному току.

Во втором случае угловая погрешность определяется как интервал (в градусах) между моментами перехода через нуль вторичного тока и установившейся составляющей первичного тока и называется угловой погрешностью по установившейся составляющей первичного тока.

В обоих случаях угловая погрешность стремится к своему установившемуся значению, равному угловой погрешности в соответствии с ГОСТ 7746-68.

Далее принято, что токовая погрешность в первом случае определяется по соотношению средних квадратичных значений вторичного и первичного токов на интервале интегрирования, равном периоду  $T$  установившегося тока, %:

$$\dot{f}_{\text{т.уст}} = \left( n_{\text{т.ном}} \sqrt{\frac{\int_{t-T}^t i_2^2 dt}{\int_{t-T}^t i_1^2 dt} - 1} \right) 100. \quad (1-5)$$

Она называется токовая погрешность по полному первичному току.

Во втором случае токовая погрешность определяется по соотношению средних квадратичных значений вторичного тока и установившегося первичного тока на интервале интегрирования, равном периоду установившегося тока. Поскольку определенное таким образом среднее квадратичное значение установившегося тока равно действующему установившемуся первичному току  $I_{\text{уст}}$ , то погрешность, %,

$$\dot{f}_{\text{т.пер}} = \left( \frac{n_{\text{т.ном}}}{I_{\text{уст}}} \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t-T}^T i_2^2 dt - 1} \right) 100. \quad (1-6)$$

Она называется токовой погрешностью по установившемуся первичному току.

В обоих выражениях для токовой погрешности интервал интегрирования «скользит» вдоль оси времени,

Поэтому токовая погрешность в переходном режиме является непрерывной функцией времени и стремится к своему установившемуся значению, равному токовой погрешности в соответствии с ГОСТ 7746-68, но закон изменения токовой погрешности в переходном режиме зависит от того, измеряется полный первичный ток или только установившийся.

Принято, что полная погрешность в переходном режиме подразделяется на два вида — на среднюю квадратичную полную погрешность и амплитудную полную погрешность.

При измерении полного первичного тока средняя квадратичная погрешность пропорциональна отношению среднего квадратичного значения тока полной погрешности к среднему квадратичному значению полного первичного тока и называется средней квадратичной полной погрешностью по полному первичному току, %:

$$\varepsilon_s = 100 \sqrt{\frac{\int_{t-T}^t i^2 dt}{\int_{t-T}^t i^2_1 dt}}. \quad (1-7)$$

При измерении только установившегося первичного тока средняя квадратичная полная погрешность определяется по соотношению средних квадратичных значений тока полной погрешности и действующего установившегося первичного тока и называется средней квадратичной полной погрешностью по установившемуся первичному току

$$\varepsilon_s = \frac{100}{I_{уст}} \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t-T}^t i^2 dt}. \quad (1-8)$$

Средняя квадратичная полная погрешность в переходном режиме, определенная по приведенным формулам, как и токовая погрешность, является непрерывной функцией времени и стремится к установившемуся значению, равному полной погрешности в соответствии с ГОСТ 7746-68. Но закон изменения полной погрешности в переходном режиме при измерении полного тока отличается от закона изменения полной погрешности при измерении только установившегося первичного тока.

Амплитудная полная погрешность в обоих случаях определяется в соответствии с формулой, %,

$$\epsilon_a = \frac{i_{\text{макс}}}{I_{1m}} 100, \quad (1-9)$$

где  $i_{\text{макс}}$  — наибольший мгновенный ток полной погрешности на интервале времени, равном периоду установившейся составляющей первичного тока.

При расчете амплитудной полной погрешности ось времени разбивается на интервалы, равные  $T$  (периоды), и для каждого интервала (для каждого периода) находится значение  $i_{\text{макс}}$ .

В зависимости от того, измеряется полный первичный ток или только установившийся, различают амплитудную полную погрешность по полному первичному току и амплитудную полную погрешность по установившемуся первичному току.

Амплитудная полная погрешность  $\epsilon_a$  в отличие от  $\epsilon$ , является дискретной функцией времени. У  $\epsilon_a$  по полному и установившемуся току законы изменения в переходном режиме разные, но в обоих случаях  $\epsilon_a$  стремится к одному и тому же установившемуся значению. Установившееся значение  $\epsilon_a$  оказывается равным полной погрешности  $\epsilon$  (по определению ГОСТ 7746-68) только в том случае, когда в установившемся режиме ток полной погрешности является синусоидальной функцией времени, что всегда обеспечивается только у линейного ТТ с линейной нагрузкой. В общем же случае форма кривой тока полной погрешности в установившемся режиме более или менее значительно искажена, поэтому  $\epsilon_a$  отличается от  $\epsilon$ ; обычно  $\epsilon_a > \epsilon$ . В этом состоит один из недостатков понятия амплитудной полной погрешности как критерия точности ТТ. Достоинство же такого критерия состоит в том, что значения  $\epsilon_a$  и в переходном, и в установившемся режиме легко определяются по осциллограмме тока полной погрешности, снятой во время натуральных испытаний ТТ.

На рис. 1-9 приведены осциллограммы токов стандартного ТТ с  $n_{\text{т.ном}}=1000$ , снятые во время натуральных испытаний. В установившемся режиме первичный ток был практически синусоидальным с амплитудой 27,5 кА. Свободный первичный ток затухал по экспоненциальному закону с постоянной времени около 0,03 с. Нагрузка

ТТ была подобрана так, что в установившемся режиме  $\epsilon=8\%$ , а максимальная индукция была близка к индукции насыщения. Поэтому в установившемся режиме форма кривой вторичного тока была мало искажена, хотя форма кривой намагничивающего тока и была искажена, вследствие чего в установившемся режиме амплитудная полная погрешность больше, чем  $\epsilon$ .

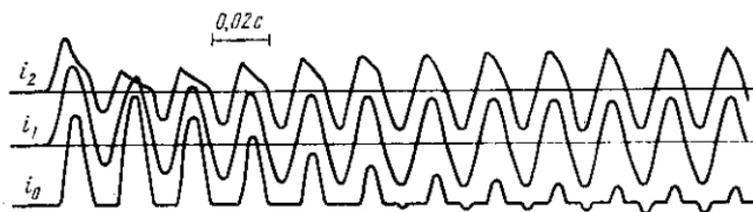


Рис. 1-9. Осциллограмма токов ТТ в переходном режиме.

В переходном режиме ТТ заметно насыщался (подробнее — см. гл. 3 и 4). При испытании осциллографировались первичный, вторичный и намагничивающий токи, причем масштабы первичного тока и вторичного тока, умноженного на  $n_{т.ном}$ , одинаковы. Масштаб намагничивающего тока составляет 0,4 масштаба первичного тока.

Трансформатор тока не имел витковой коррекции. Поэтому ток полной погрешности по полному первичному току равен по модулю намагничивающему току.

По этой осциллограмме наиболее просто определяется амплитудная полная погрешность по полному первичному току. Для этого ось времени разбита на участки, равные периоду установившегося тока (0,020 с). Для каждого участка (периода) непосредственно по осциллограмме определены амплитуды тока полной погрешности, равные амплитудам намагничивающего тока, и по (1-9) рассчитаны значения  $\epsilon_a$ :

№ периода	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$i_{* макс.}$ , кА . . .	24	29	23	18	14	11	8	6,5	5,7	4,8	4,0
$\epsilon_a$ , % . . . . .	88	106	85	66	51	42	29	23	20	18	15

Несколько сложнее по такой осциллограмме определяется амплитудная полная погрешность по установившемуся первичному току. Для этого по осциллограмме первичного тока строится кривая установившегося первичного тока  $i_{уст}(t)$  в том же масштабе. По этой кри-

вой и по осциллограмме вторичного тока  $n_{т.ном}i_2(t)$  строится кривая тока полной погрешности по установившемуся первичному току в соответствии с формулой

$$i_{*}(t) = n_{т.ном}i_2(t) - i_{уст}(t).$$

Затем по этой кривой находят амплитуды тока полной погрешности, по которым и рассчитывают значения  $\epsilon_a$  для каждого периода:

№ периода	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$i_{* макс}$ , кА . . .	27	21	20	16	12	9	8	6,5	5,7	4,8	4,2
$\epsilon_a$ , % . . . . .	100	75	70	58	45	33	29	23	20	18	15

Сравнивая приведенные данные, можно видеть следующее: в переходном режиме полная погрешность значительно больше, чем в установившемся режиме; к моменту окончания переходного процесса в первичной цепи (7-й период) полная погрешность еще значительно выше, чем в установившемся режиме (29%): во время переходного процесса в первичной цепи переходные погрешности по полному и установившемуся току затухают по разным законам, имеют различные наибольшие значения в разные моменты времени; после наступления установившегося режима в первичной цепи полные погрешности по полному току и по установившемуся току одинаковы, хотя и изменяются во времени.

Полная погрешность достигает своего установившегося значения спустя довольно длительное время после окончания переходного процесса в первичной цепи, что характерно для нелинейных ТТ.

#### 1-4. РАСЧЕТНЫЕ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ЛИНЕЙНОГО ТТ

У двухобмоточного ТТ вторичное напряжение равно э. д. с. вторичной обмотки за вычетом падения напряжения, создаваемого вторичным током в активном сопротивлении вторичной обмотки.

Электродвижущая сила вторичной обмотки состоит из составляющей  $e_2$ , возбуждаемой основным магнитным потоком, и из составляющей, возбуждаемой потоком рассеяния вторичной обмотки. Для принятых условных положительных направлений потоков и токов

$$e_2 = \omega_2 \frac{d\Phi_0}{dt} = u_2 + r_{лт}i_2 + \omega_2 \frac{d\Phi_{расц}}{dt}.$$

Поскольку у линейного ТТ магнитные потоки прямо пропорциональны токам, то

$$e_2 = L_{02} \frac{di_{02}}{dt} = u_2 + r_{вт} i_2 + L_{т2} \frac{di_2}{dt}.$$

Этому уравнению с учетом принятого соотношения токов удовлетворяет Т-образная схема замещения на рис. 1-10, а. У нее все индуктивности, сопротивления, токи и напряжения приведены к одному и тому же числу витков, что отмечено добавлением штрихов к обо-

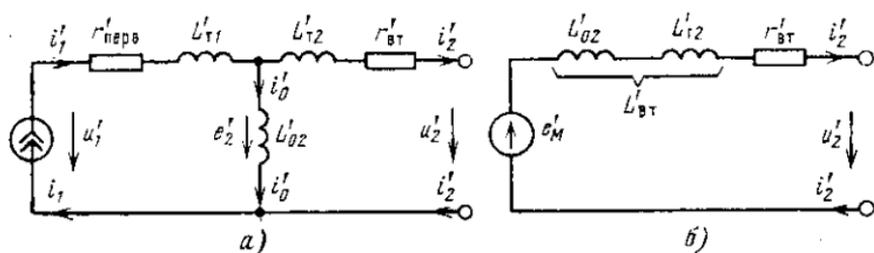


Рис. 1-10. Расчетные схемы замещения линейного ТТ.  
а — Т-образная; б — кольцевая.

значениям этих величин. Схема питается от идеального источника приведенного первичного тока  $i_1'$ . Поэтому активное сопротивление и индуктивность рассеяния первичной обмотки не влияют на значения  $i_0'$ ,  $i_2'$ ,  $u_2'$ . При расчетах режимов работы ТТ обычно пользуются Г-образной схемой замещения, отличающейся от Т-образной тем, что на ней не показаны  $r_{перв}'$  и  $L_{т1}'$ .

Т- и Г-образная схемы замещения имеют по две параллельные ветви: ветвь намагничивания и вторичную ветвь. Ток в ветви намагничивания равен приведенному намагничивающему току. У линейного ТТ в эту ветвь включена только приведенная индуктивность намагничивания вторичной обмотки. Ток вторичной ветви равен приведенному вторичному току. В эту ветвь включены приведенные индуктивность рассеяния и активное сопротивление вторичной обмотки и приведенное сопротивление нагрузки.

У линейного ТТ э. д. с. взаимоиנדукции  $e_M$ , пропорциональная первой производной первичного тока, уравновешивается падениями напряжения, создаваемыми вторичным током во вторичной обмотке и в нагрузке:

$$e_M = M \frac{di_1}{dt} = u_2 + r_{вт} i_2 + L_{вт} \frac{di_2}{dt}.$$

Этому уравнению удовлетворяет «кольцевая» схема замещения, приведенная на рис. 1-10,б. Эта схема замещения питается от идеального источника приведенной э. д. с. взаимоиנדукции  $e'_M$ .

Обе схемы замещения одинаково пригодны для расчетов режимов работы и линейных ТТ, и линейных трансреакторов (ТР). Однако при расчетах режимов работы линейных ТТ обычно пользуются Т- или Г-образной схемой замещения как более наглядной. Из этой схемы сразу видно, что угловая погрешность ТТ равна нулю только при  $L_{02} = \infty$  или при чисто индуктивной вторичной ветви. Любое из этих условий точно выполнить невозможно, поэтому у линейного ТТ угловая погрешность всегда более или менее значительно отличается от нуля. Если  $L_{02} = \infty$ , то все погрешности м. д. с. тоже равны нулю. Однако и при конечном значении  $L_{02}$  можно обеспечить погрешность м. д. с., равную нулю (см. ниже).

Что же касается токовой погрешности, то при заданном  $n_{т.ном}$  и любых параметрах схемы замещения в принципе всегда можно подобрать такое соотношение чисел витков обмоток, чтобы получить токовую погрешность, равную нулю.

Кольцевую схему замещения чаще применяют при расчетах режимов работы трансреактора как более наглядную в таких случаях. Из этой схемы следует, что если нагрузка ТР состоит из последовательно соединенных индуктивности  $L_{II}$  и активного сопротивления  $r_{II}$ , то при  $r_{вт}/L_{вт} = r_{II}/L_{II}$  вторичное напряжение совпадает по фазе с э. д. с. взаимоиנדукции. При этом вторичное напряжение прямо пропорционально первой производной первичного тока.

Параметры схем замещения могут быть определены экспериментально. Значения  $r_{вт}$  и  $L_{вт}$  измеряются так же, как у воздушного реактора. При этом первичная обмотка должна быть разомкнута. Значения  $M$  и  $L_{02}$  определяются из опыта х. х. с питанием первичной обмотки синусоидальным током известной угловой частоты  $\omega_{оп}$ . Во время опыта измеряются действующие значения первичного тока  $I_{1оп}$  и э. д. с.  $E_{моп}$ . Поскольку вторичная обмотка разомкнута (х. х.), то напряжение на ней равно  $E_{моп}$ . При этом

$$M = E_{моп} / I_{1оп} \omega_{оп};$$

$$L_{02} = M \omega_2 / \omega_1.$$

Формально индуктивность рассеяния может быть определена из выражения  $L_{T2} = L_{BT} - L_{O2}$ . Но если  $L_{BT}$  и  $L_{O2}$  соизмеримы, то при расчете  $L_{T2}$  возможна большая относительная погрешность. В таких случаях применяют специальные методы определения  $L_{T2}$  [69]. В ряде случаев индуктивное сопротивление рассеяния мало по сравнению с полным сопротивлением вторичной ветви. При этом допустима довольно большая относительная погрешность при определении  $L_{T2}$ .

Следует отметить, что если при расчетах по схемам замещения принимаются  $L'_{O2} = L_{O2}$ ,  $L'_{T2} = L_{T2}$ ,  $r'_{BT} = r_{BT}$ ,  $e'_M = e_M$ , то получаются истинные (неприведенные) значения вторичного тока, вторичного напряжения и вторичной э. д. с. При этом для расчета вторичного тока и вторичного напряжения по кольцевой схеме замещения не требуются данные ни об индуктивности рассеяния, ни о числах витков обмоток. В этом одно из достоинств кольцевой схемы замещения.

#### 1-5. КРАТНОСТЬ НАСЫЩЕНИЯ

Кратность насыщения ТТ определяется в установившемся режиме в соответствии с формулой

$$K_{\text{нас}} = I_{\text{нас}} / I_{1\text{ном}},$$

где  $I_{\text{нас}}$  — первичный ток насыщения, равный наименьшему первичному току ТТ (действующему), при котором амплитуда индукции основного магнитного поля равна индукции насыщения. При этом действующая напряженность поля равна  $H_{\text{нас}}$ , а действующий намагничивающий ток равен:

$$I_{\text{нас}} = \frac{l_0}{\omega_1} H_{\text{нас}}.$$

При расчетах  $K_{\text{нас}}$  допустимо пренебрегать витковой коррекцией. Поэтому полная погрешность при  $I_1 = I_{\text{нас}}$ , %,

$$\epsilon_{\text{нас}} = \frac{I_{\text{нас}}}{I_{1\text{ном}}} 100.$$

Отсюда

$$K_{\text{нас}} = \frac{l_0 H_{\text{нас}}}{I_{1\text{ном}} \omega_1 \epsilon_{\text{нас}}} 100. \quad (1-10)$$

У ТТ без зазора значение  $H_{\text{нас}}$  зависит от сорта стали. Таким образом, у ТТ данной конструкции и с за-

данным номинальным первичным током значение  $K_{\text{нас}}$  тем больше, чем меньше полная погрешность. Если  $\epsilon_{\text{нас}}=10\%$ , то наибольший первичный ток насыщения получится у одновиткового ТТ, причем он зависит только от сорта стали и от длины средней магнитной линии в магнитопроводе  $I_{\text{нас}}=10l_0H_{\text{нас}}$ .

У современного ТТ с замкнутым магнитопроводом из стали марок 3412—3413  $H_{\text{нас}}\leq 500$  А/м. В большинстве случаев  $l_0\leq 1$  м. Поэтому при  $\epsilon=10\%$  такой ТТ насыщается в установившемся режиме при первичном токе порядка 5000 А и менее. Токи к. з. в сетях высокого напряжения очень часто превышают 5000 А. Поэтому ТТ насыщаются даже в установившемся режиме к. з., хотя кратность тока к. з. и меньше предельной кратности ТТ.

При данных габаритах магнитопровода и номинальном первичном токе увеличения кратности насыщения можно достигнуть, либо уменьшая допустимую полную погрешность (при этом  $K_{\text{нас}}$  растет обратно пропорционально  $\epsilon$ ), либо увеличивая  $H_{\text{нас}}$  (при этом  $K_{\text{нас}}$  растет пропорционально  $H_{\text{нас}}$ ).

Увеличение  $H_{\text{нас}}$  может достигаться либо за счет изготовления магнитопровода из стали более «низкого качества», например из горячекатаной стали [72], либо за счет устройства зазоров в магнитопроводе ТТ.

У ТТ с зазором  $H_{\text{нас}}$  гораздо больше, чем у ТТ без зазора. Поэтому при тех же размерах магнитопровода и той же полной погрешности у него гораздо больше первичный ток насыщения. Но устройство зазора при тех же габаритах магнитопровода и той же полной погрешности сопровождается уменьшением номинальной мощности ТТ (см. § 2-6).

## 1-6. ХАРАКТЕРИСТИКИ ХОЛОСТОГО ХОДА

Характеристика х. х. изображает зависимость действующей э. д. с. (или другого ее интегрального параметра) от действующего намагничивающего тока или другого интегрального параметра его в установившемся режиме. При этом значения э. д. с. и намагничивающего тока приведены к одному и тому же числу витков.

Положение характеристики х. х. на координатной плоскости в сильной степени зависит от закона изменения э. д. с. или намагничивающего тока и от того, в каких параметрах э. д. с. и намагничивающего тока

характеристика представлена. Наиболее часто используются характеристики х. х., изображающие зависимости действующей э. д. с. от действующего намагничивающего тока. Далее они называются эффективными характеристиками х. х.

На рис. 1-11 представлены вторичные эффективные характеристики х. х. пяти различных ТТ с замкнутыми магнитопроводами, т. е. характеристики, приведенные

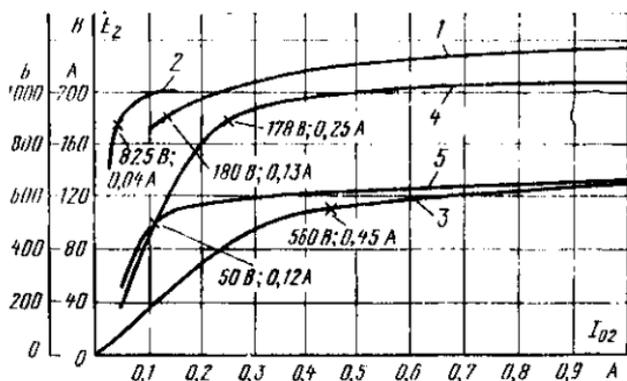


Рис. 1-11. Вторичные эффективные характеристики х. х., снятые при практически синусоидальном напряжении.

1 — ТТ типа ТФНР-35-500/5 (масштаб А); 2 — ТТ типа ТФНР-35-1000/1 (масштаб Б); 3 — ТТ типа ТВТ-330с-1200/5 (масштаб Б); 4 — ТТ типа ТФНД-110м-100/5 (масштаб А); 5 — ТТ типа ТПОЛ-10-600/5 (масштаб А).

к числу витков вторичной обмотки. Они получены экспериментально при практически синусоидальной э. д. с. и частоте 50 Гц. Поэтому  $E_2$  прямо пропорциональна частоте и амплитуде индукции основного магнитного поля, а  $I_{02} = Hl_0 / \omega_2$ . Индукции насыщения  $B_s$  соответствует вторичная э. д. с. насыщения  $E_{2s}$ , при которой дальнейшее увеличение  $E_2$  на 10% (до  $1,1E_{2s}$ ) сопровождается увеличением  $I_{02}$  на 50% (на ЭХХХ отмечены точки, соответствующие  $E_{2s}$ ). При  $E_2 = E_{2s}$   $H = H_{нас}$ .

Следует отметить, что у ТТ при конечном сопротивлении нагрузки зависимость вида  $E_2(I_{02})$  довольно близко совпадает с эффективной характеристикой х. х., полученной при синусоидальной э. д. с. только при условии, что вторичный ток практически синусоидальный, а нагрузка ТТ линейная.

Если же вторичный ток несинусоидальный, то даже при линейной нагрузке ТТ форма кривой э. д. с. искажена и зависимость вида  $E_2(I_{02})$  может существенно

отличаться от вторичной эффективной характеристики х. х. при синусоидальной э. д. с. Обычно в таких случаях данному значению  $E_2$  соответствует значение  $I_{02}$ , меньшее, чем по эффективной характеристике х. х.

При синусоидальном намагничивающем токе эффективная характеристика х. х. практически совпадает с аналогичной характеристикой при синусоидальной э. д. с. до тех пор, пока ТТ не насыщается, т. е.  $E_2 < E_{2s}$ . Если  $E_2 > E_{2s}$ , то ЭХХХ при синусоидальном намагничивающем токе располагается выше, чем при синусоидальной э. д. с., что объясняется искажением формы кривой э. д. с. вследствие насыщения ТТ.

Эффективные характеристики х. х. при синусоидальной э. д. с. широко используются при расчетах погрешностей ТТ по методу эквивалентных синусоид (см. § 3-1). По этим характеристикам при синусоидальном намагничивающем токе можно определить действующее вторичное напряжение ТТ в установившемся режиме в случае размыкания цепи вторичной обмотки, так как при этом намагничивающий ток равен синусоидальному первичному току, а  $U_2 = E_2$ . Но при этом следует иметь в виду, что в случае  $E_2 > E_{2s}$  вследствие насыщения ТТ форма кривой э. д. с. искажается таким образом, что у э. д. с. значительно возрастает коэффициент амплитуды (по сравнению с  $\sqrt{2}$ ). Поэтому амплитуда э. д. с. может оказаться в несколько раз больше  $E_2$ .

Наиболее универсальной характеристикой х. х. при синусоидальной э. д. с. является удельная эффективная характеристика х. х. Она изображает зависимость удельной э. д. с. от удельного намагничивающего тока.

Удельная э. д. с. равна действующей э. д. с., отнесенной к одному витку обмотки и  $1 \text{ м}^2$  сечения магнитопровода:

$$E_{\text{уд}} = \frac{E_2}{\omega_2 Q_{\Phi}} = 4,44 f B_{\text{макс}}$$

При данной частоте  $E_{\text{уд}}$  зависит только от амплитуды индукции.

Удельный намагничивающий ток равен действующему намагничивающему току, приведенному к одному витку и отнесенному к 1 м длины средней магнитной линии:

$$I_{\text{уд}} = \frac{I_{01} \omega_1}{l_0} = \frac{I_{02} \omega_2}{l_0} = H.$$

У ТТ с замкнутым магнитопроводом удельный намагничивающий ток численно равен напряженности основного магнитного поля. При этом удельная э. д. с. насыщения для частоты 50 Гц

$$E_{удs} = 4,44 f B_s.$$

Следует отметить, что удельная эффективная характеристика х. х. имеет смысл только для ТТ с постоянным сечением магнитопровода.

Приведенные формулы позволяют по эффективной характеристике х. х. рассчитать координаты, характеристики намагничивания вида  $B_m(H)$  или, наоборот, по характеристике намагничивания построить характеристику х. х.

На рис. 1-12 построена по справочным данным удельная эффективная характеристика х. х. для ТТ с замкнутым ленточным магнитопроводом из стали 3413 толщиной 0,35 мм при частоте 50 Гц. По этой характеристике найдена удельная э. д. с. насыщения  $E_{удs} = 295 \text{ В/м}^2$  и  $H_{нас} = 112 \text{ А/м}$ . При этом индукция насыщения, рассчитанная по приведенной формуле,  $B_s = 1,35 \text{ Т}$ .

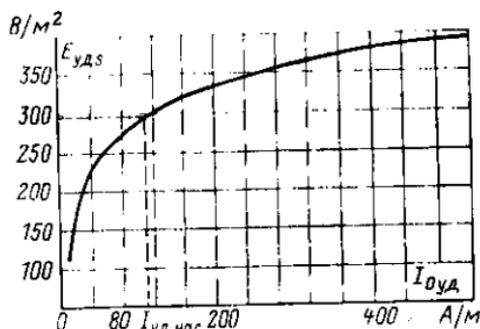


Рис. 1-12. Удельная характеристика х. х. стали 3413 (Э330).

На практике используются также амплитудные характеристики х. х., изображающие зависимость среднего по модулю значения э. д. с. от амплитуды намагнивающего тока. Достоинство амплитудной характеристики х. х. состоит в том, что ее координаты практически не зависят от формы кривой э. д. с. или намагнивающего тока. Эта характеристика однозначно связана с амплитудной характеристикой намагничивания.

Наконец, следует назвать еще среднюю характеристику х. х., изображающую зависимость среднего по модулю значения э. д. с. от действующего намагнивающего тока. У ТТ с замкнутым магнитопроводом и постоянным сечением средняя по модулю вторичная э. д. с.  $E_{2cp}$  однозначно связана с  $B_m$  независимо от формы кривой э. д. с.

$$E_{2cp} = 4 f \omega_2 Q_{\Phi} B_m.$$

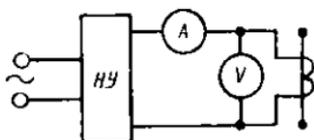


Рис. 1-13. Схема испытания ТТ при снятии характеристик х. х.

и индуктивности рассеяния вторичной обмотки, что допустимо только при испытании ТТ с замкнутым магнитопроводом и частоте не ниже 50 Гц. В случае испытания ТТ с зазором в магнитопроводе или «воздушного» ТТ показания вольтметра могут существенно отличаться от вторичной э. д. с. в большую сторону. Чтобы исключить влияние активного сопротивления и индуктивности рассеяния вторичной обмотки, одну обмотку ТТ питают от нагрузочного устройства НУ и измеряют в ней намагничивающий ток (приведенный к числу витков данной обмотки), а вольтметр для измерения э. д. с. включают на зажимы другой обмотки. В данном случае вольтметр измеряет э. д. с., приведенную к числу витков обмотки, к которой он подключен, но сопротивление вольтметра должно быть настолько велико, чтобы ТТ находился в режиме холостого хода.

Параметры реагирования измерительных приборов выбираются в зависимости от требуемого вида характеристики х. х.

Следует отметить, что при снятии эффективной характеристики х. х. для синусоидальной э. д. с. весьма трудно обеспечить строго синусоидальную э. д. с. Поэтому, чтобы исключить влияние некоторой несинусоидальности э. д. с., целесообразно снимать среднюю характеристику х. х., а искомую эффективную характеристику х. х. получать путем умножения ординат ее на коэффициент формы синусоиды 1,11.

## 1-7. ОСОБЕННОСТИ РЕЖИМА ГЛУБОКОГО НАСЫЩЕНИЯ

Термин «глубокое насыщение» применяется в основном при анализе режимов работы ТТ с замкнутым магнитопроводом при ПХН- или СХН-аппроксимации характеристики намагничивания. Согласно этим аппроксимациям при изменении индукции основного магнитного поля в пределах  $\pm B_{\text{п}}$  намагничивающий ток равен нулю, поэтому вторичный ток  $i_2 = i_1 \omega_1 / \omega_2$ .

Индукция основного магнитного поля, рассчитанная при  $i_2 = i_1 \omega_1 / \omega_2$ , далее называется расчетной индукцией, а режимом глубокого насыщения называется режим работы ТТ (установившийся или переходный), при котором расчетная амплитуда индукции постоянно превышает  $B_{\text{п}}$  или периодически оказывается больше нее.

Установившийся режим глубокого насыщения характеризуется численным значением обобщенного пара-

метра режима, определяемым в соответствии с формулой

$$A_z = B_{\text{п}}/B_{\text{расч}}, \quad (1-11)$$

где  $B_{\text{расч}}$  — амплитуда расчетной индукции.

Значение  $B_{\text{п}}$  зависит от конструкции магнитопровода и сорта стали. Для ленточного магнитопровода из стали 3411 (Э310)  $B_{\text{п}} \approx 1,7$  Т. Для шихтованного магнитопровода из стали 1512 (Э42)  $B_{\text{п}} \approx 1,4$  Т.

При синусоидальном первичном токе заданной частоты  $f$  амплитуда расчетной индукции

$$B_{\text{расч}} = I_{\text{ном}} \frac{\omega_1 z_2 m_1}{\omega_2^2 \cdot 4,44 f Q_{\phi}}. \quad (1-12)$$

У данного ТТ при данной кратности первичного тока  $m_1$  амплитуда расчетной индукции прямо пропорциональна сопротивлению  $z_2$  вторичной ветви Г-образной (или Т-образной) схемы замещения.

Сопротивление вторичной ветви, при котором получается  $A_z = 1$  при номинальной частоте и номинальном первичном токе (при  $m_1 = 1$ ), называется номинальным сопротивлением насыщения и обозначается  $z_{\text{с ном}}$ .

Из (1-12) следует, что

$$z_{\text{с ном}} = \frac{4,44 f_{\text{ном}} \omega_2^2 Q_{\phi} B_{\text{п}}}{I_{\text{ном}} \omega_1}. \quad (1-13)$$

Значение номинального сопротивления насыщения зависит только от конструктивных данных ТТ и от сорта стали, поэтому  $z_{\text{с ном}}$  является обобщенным параметром типоразмера ТТ.

С учетом (1-12) и (1-13) обобщенный параметр при заданной частоте

$$A_z = \frac{z_{\text{с ном}}}{m_1 z_2} \frac{f}{f_{\text{ном}}}. \quad (1-14)$$

В установившемся режиме глубокого насыщения при синусоидальном первичном токе  $A_z < 1$ . При этом чем меньше  $A_z$ , тем значительно искажена форма кривой вторичного тока.

Вследствие того, что вторичный ток несинусоидальный, угловая погрешность ТТ, регламентируемая ГОСТ 7746-68, неприемлема для оценки точности ТТ. В данном случае угловая погрешность определяется как угол

сдвига фаз первичного тока (синусоидального) и первой гармоники вторичного тока.

Вследствие искажения формы кривой вторичного тока токовая погрешность и погрешность м. д. с., рассмотренные в § 1-3, равны погрешностям, с которыми только действующий первичный ток отображается действующим вторичным током.

Погрешность, с которой амплитуда первичного тока отображается амплитудой вторичного тока, далее называется амплитудной токовой погрешностью или амплитудной погрешностью м. д. с. Погрешность, с которой среднее по модулю значение первичного тока отображается средним по модулю значением вторичного тока, называется токовой погрешностью по среднему значению тока или погрешностью м. д. с. по среднему значению тока. Погрешность, с которой любой интегральный параметр первичного (синусоидального) тока отображается аналогичным параметром первой гармоники вторичного тока, называется токовой погрешностью по первой гармонике или погрешностью м. д. с. по первой гармонике. Аналогичным образом подразделяются относительный намагничивающий ток и полная погрешность.

В гл. 3 показано, что в установившемся режиме глубокого насыщения все виды погрешностей однозначно связаны с обобщенным параметром и углом вторичной ветви схемы замещения. При этом построены универсальные характеристики ТТ с ПХН (см. приложение), по которым можно определять все виды погрешностей в установившемся режиме глубокого насыщения, если известны  $A_z$  и  $\varphi_2$ .

В переходном режиме глубокого насыщения значение  $A_z$  определяется по установившемуся первичному току. Поэтому глубокое насыщение в переходном режиме возможно и при  $A_z > 1$ .

Возможность насыщения ТТ в переходном режиме при  $A_z > 1$  определяется знаком и значением остаточной индукции и значением постоянной времени первичной цепи. Чем больше эта постоянная времени, тем более вероятно насыщение ТТ в переходном режиме.

Насыщение ТТ в переходном режиме может вызывать весьма значительное увеличение погрешностей по сравнению с погрешностями в установившемся режиме и значительное искажение формы кривой вторичного тока по сравнению с формой кривой первичного тока.

Если  $A_z > 1$ , то в переходном режиме индукция достигает индукции насыщения обычно один раз за период установившегося первичного тока. Первое насыщение наступает спустя некоторое время после начала процесса, причем это время тем больше, чем больше  $A_z$ .

Следует отметить, что многие ТТ в сетях высокого напряжения насыщаются в переходных режимах к. з.

Расчеты  $A_z$  по (1-11) и  $z_{с ном}$  по (1-13) связаны с определенными трудностями, так как для этого необходимо располагать конструктивными данными о ТТ и знать  $B_{ц}$ . Поэтому если известно  $z_{с ном}$ , то значение  $A_z$  целесообразно рассчитывать по (1-14).

Значение  $z_{с ном}$  можно определить по экспериментальным данным или даже по паспортным данным ТТ, не располагая сведениями ни о конструкции ТТ, ни об индукции насыщения. Ниже описываются способы определения  $z_{с ном}$ , если нет сведений ни о конструкции ТТ, ни об индукции насыщения.

Значение  $z_{с ном}$  можно рассчитать и по формуле  $z_{с ном} = E_{2с} / I_{2 ном}$ . Вторичная э. д. с. насыщения  $E_{2с}$  определяется по характеристике х. х. (см. § 1-6).

Такой способ удобен тем, что не требуется информация о конструкции ТТ и о сорте стали, однако значение  $z_{с ном}$  и  $A_z$  получается меньше фактических.

Значение  $z_{с ном}$  наиболее точно определяется по данным нагрузочных испытаний ТТ. Испытания лучше всего производить первичным током по схеме на рис. 1-14 при синусоидальном первичном действующем токе  $I_1 > I_{1 ном}$ . При испытании первичная обмотка питается от источника синусоидального тока нормальной частоты  $HV$ . Измерение первичного тока производится амперметром  $A1$  с точным ТТ (не хуже класса 0,5). Во вторичную обмотку испытываемого ТТ (ИТ) включены: амперметр действующего значения  $A2$  для измерения вторичного тока  $I_2$ , реостат  $r_n$  для создания вторичной активной нагрузки ТТ, вольтметр действующих значений  $V$  для измерения вторичного напряжения ТТ и электронный осциллограф ЭО для контроля формы кривой вторичного напряжения.

Сопротивление реостата устанавливают таким, чтобы при заданном первичном токе было заметно искажение формы кривой вторичного напряжения. Поскольку нагрузка активная, то форма кривой вторичного тока подобна форме кривой вторичного напряжения на ЭО. Далее записывают показания приборов и по этим данным рассчитывают токовую погрешность, %:

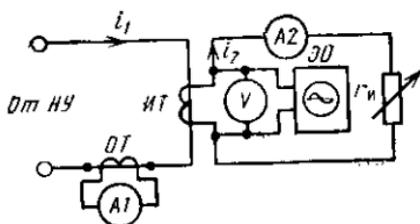


Рис. 1-14. Схема испытания первичным током при определении  $z_{с ном}$ .

$$f_{\tau} = \left( \frac{n_{\tau ном} I_2}{I_1} - 1 \right) 100 = f_{\tau, ном}$$

сопротивление нагрузки

$$z_H = r_H = U_2 / I_2,$$

сопротивление вторичной ветви в схеме замещения

$$z_2 = \sqrt{(r_H + r_{вт})^2 + x_{т2}^2} = z_{2оп}.$$

Сопротивление вторичной обмотки  $r_{вт}$  обычно известно из справочных данных, а если неизвестно, то его довольно легко измерить.

Если индуктивное сопротивление рассеяния  $x_{т2}$  неизвестно, то его принимают равным нулю. Практически у всех ТТ  $x_{т2} < r_{вт}$ . Поэтому если  $r_H > 3r_{вт}$ , то погрешность из-за того, что не учитывается  $x_{т2}$ , не превышает нескольких процентов, что вполне допустимо.

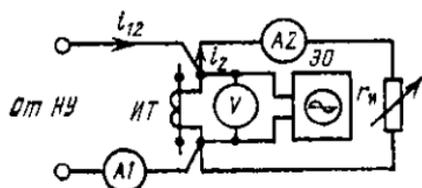


Рис. 1-15. Схема испытания вторичным током при определении  $z_{нном}$ .

Желательно выбрать такое сопротивление реостата и такой первичный ток, чтобы заметное искажение формы кривой вторичного тока получалось при токовой погрешности  $f_T = 20 \div 30\%$ .

Далее по универсальной характеристике ТТ с ПХН (рис. П-1) для погрешности м. д. с. по действующему току находят значение обобщенного параметра  $A_z$ , при котором погрешность м. д. с.  $f_F$  численно равна токовой погрешности  $f_{T.оп}$ , рассчитанной по данным опыта. По этим данным рассчитывают номинальное сопротивление насыщения:

$$z_{нном} = A_z \frac{I_1}{I_{1ном}} z_{2оп}.$$

Этот способ определения  $z_{нном}$  далее называется способом определения  $z_{нном}$  по данным нагрузочных испытаний первичным током.

Рассматриваемая схема испытаний пригодна для достаточно точного определения  $E_{2s}$ . При определении  $E_{2s}$  устанавливают первичный ток приблизительно равным  $I_{1ном}$  и затем увеличивают сопротивление реостата до тех пор, пока не начнется искажение формы кривой вторичного напряжения. Искажение проявляется в виде небольшой «ступеньки» у кривой напряжения вблизи момента перехода этой кривой через нуль. При этом фиксируют показания приборов. Искомую э. д. с. насыщения рассчитывают по формуле

$$E_{2s} = U_2 \frac{r_H + r_{вт}}{r_H} = U_2 + r_{вт} I_2.$$

Значение  $z_{нном}$  можно определить и по данным испытаний вторичным током по схеме на рис. 1-15. В данном случае первичная обмотка ТТ разомкнута, а от источника синусоидального тока питается вторичная обмотка через амперметр  $A1$ , который измеряет действующий приведенный первичный ток  $I_{12}$ . Измерения производят при  $I_{12} > I_{2ном}$ . Токовую погрешность для нахождения  $A_z$  рассчитывают по формуле, %:

$$f_T = \left( \frac{I_2}{I_{12}} - 1 \right) 100.$$

При этом

$$z_{\text{НОМ}} = A_z \frac{I_{12}}{I_{2\text{НОМ}}} z_{2\text{ОН}}$$

Следует отметить, что у большинства современных промышленных ТТ высокого напряжения, особенно у опорных ТТ, номинальная предельная кратность близка к кратности тока, при которой  $A_z = 1$ . Поэтому у них значение  $z_{\text{НОМ}}$  может быть довольно точно рассчитано по следующей формуле:

$$z_{\text{НОМ}} = K_{1\text{ОН}} \sqrt{(r_{\text{ТТ}} + 0,8z_{\text{Н.НОМ}})^2 + (x_{\text{ТТ}} + 0,6z_{\text{Н.НОМ}})^2}$$

Таблица 1-1

Способ определения $z_{\text{НОМ}}$	ТФНР-35-500/5 (Р)	ТФНР-35-1000/1 (Р)	ТВТ-330С-1200/5	ТФНД-110М-100/5 (Д)	ТТЮЛ-10-600/5 (Р)
По паспортным данным	40	1020	135	42,6	12,6
По данным нагрузочных испытаний первичным током при $f_T = 20 \div 30\%$	45	1100	135	46	14
По значению $E_{2,5}$ , определенному по эффективной характеристике х. х., снятой экспериментально	36	875	112	35,6	10

Такой способ определения  $z_{\text{НОМ}}$  далее называется способом определения  $z_{\text{НОМ}}$  по паспортным данным.

В табл. 1-1 приводятся значения  $z_{\text{НОМ}}$ , Ом, для пяти различных ТТ, определенные разными способами

## 1-8. РАСЧЕТНЫЕ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ НЕЛИНЕЙНОГО ТТ

Конфигурация расчетной схемы замещения нелинейного ТТ зависит от принятой аппроксимации характеристики намагничивания.

Если принятая аппроксимация характеристики намагничивания учитывает потери на перемагничивание, то Г-образная схема замещения соответствует рис. 1-16. Здесь в ветвь намагничивания включены параллельно индуктивность намагничивания  $L'_0$  (приведенная) и приведенное активное сопротивление потерь на перемагничивание  $r'_0$ , подобранное так, что потери в нем равны потерям на перемагничивание. В общем случае индук-

тивность и активное сопротивление ветви намагничивания нелинейные.

В данном случае намагничивающий ток равен сумме индуктивной составляющей  $i'_ф$  и активной составляющей  $i'_а$ , а характеристика намагничивания вида  $B_t(H_t)$  или  $\Psi_{0,t}(i_0)$  представляет собой замкнутую кривую или петлю.

Зависимость основного потокосцепления вторичной обмотки от составляющей  $i'_ф$  изображается характеристикой, которая подобна средней характеристике намагничивания. Данная схема замещения применяется при расчетах установившихся режимов по методу эквивалентных синусоид (§ 3-1) при условии, что ТТ не на-

ходится в режиме глубокого насыщения. В этих условиях средняя характеристика практически прямолинейна, но наклон ее зависит от амплитуды потокосцепления или от действующей вторичной э.д.с., которая принимается синусоидальной. При этом для каждого значения  $E_2$  индуктивность ветви намагничивания практически линейна, но ее значение зависит от  $E_2$ .

При расчетах переходных режимов, а также при расчетах установившихся режимов глубокого насыщения ТТ потери в магнитопроводе обычно не учитываются. Во-первых, потому, что они в этих режимах оказывают очень малое влияние на токи и напряжения, во-вторых, потому, что учет потерь при подобных расчетах весьма затруднен [73]. Поэтому при подобных расчетах при-

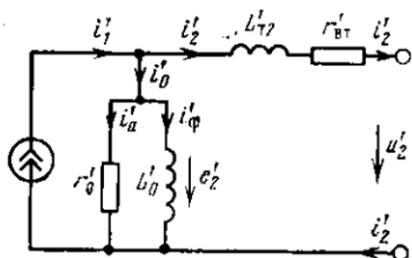


Рис. 1-16. Г-образная расчетная схема замещения нелинейного ТТ.

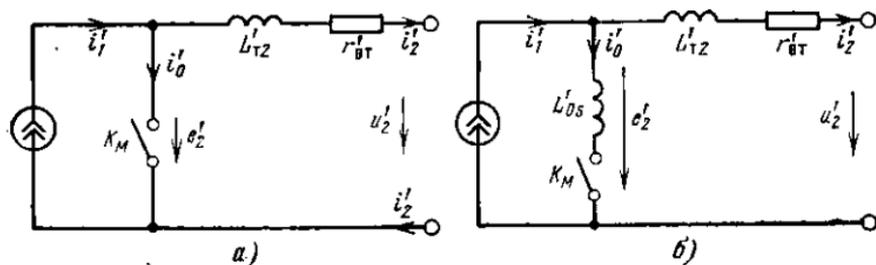


Рис. 1-17. Г-образные схемы замещения нелинейного ТТ при ПХН-аппроксимации характеристики намагничивания (а) и при СХН-аппроксимации характеристики намагничивания (б).

меняют различные аппроксимации характеристики намагничивания незамкнутыми кривыми.

В случае ПХН-аппроксимации (кривая 1 на рис. 1-7) изменение индукции происходит при нулевой напряженности поля. Это значит, что во время перемагничивания ТТ  $L'_0 = \infty$ . Изменение напряженности магнитного поля происходит при неизменной индукции, равной по модулю  $B_H$ . Это значит, что при индукции, равной  $B_H$ , индуктивность  $L'_0 = 0$ . Г-образная схема замещения ТТ с ПХН соответствует рис. 1-17,а. Здесь в ветвь намагничивания включен только ключ, который остается разомкнутым во время перемагничивания ТТ и замыкается в момент насыщения ТТ.

В случае СХН-аппроксимации (рис. 1-17,б) изменение индукции в пределах  $\pm B_H$  также происходит при  $L'_0 = \infty$ . Но в дальнейшем изменение напряженности поля сопровождается изменением индукции сверх индукции насыщения. Поэтому расчетная схема замещения соответствует рис. 1-17,б. Ключ в ветви намагничивания замыкается в момент насыщения, но при этом индуктивность ветви намагничивания снижается не до нуля, а до конечного значения, которое далее называется остаточной индуктивностью ветви намагничивания. Она прямо пропорциональна крутизне спрямленной характеристики намагничивания СХН. Если характеристика построена в координатах основное потокосцепление

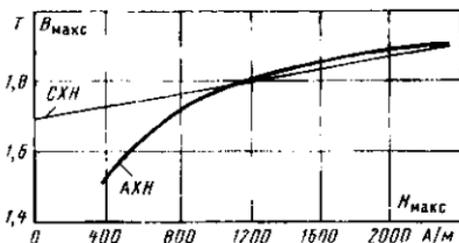


Рис. 1-18. Вариант спрямления амплитудной характеристики.

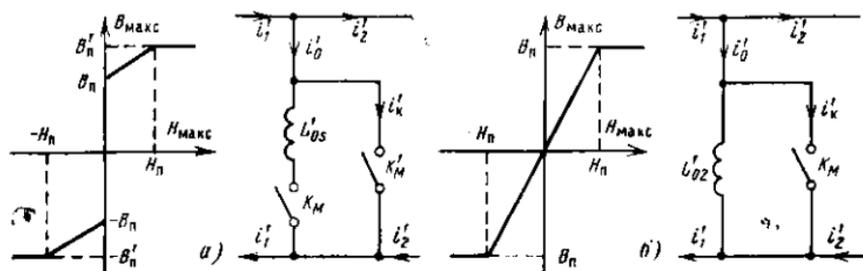


Рис. 1-19. Два варианта кусочно-линейной аппроксимации АХН.

вторичной обмотки — вторичный намагничивающий ток, то  $L_{os} = d\Psi_{02}/di_{02}$ .

Эта характеристика получается путем спрямления реальной амплитудной характеристики намагничивания ТТ, снятой при нормальной частоте и практически синусоидальной э. д. с. Способы спрямления описаны в [24, 30, 53].

На рис. 1-18 построена амплитудная характеристика намагничивания ТТ с магнитопроводом из стали 3413 и показан один из вариантов спрямления с целью получения спрямленной характеристики. При этом индуктивность, Г,

$$L_{os} \approx \omega^2 \frac{Q_{\Phi}^{-1}}{I_0} 10^{-4}.$$

На рис. 1-19 приведены еще два варианта кусочно-линейной аппроксимации амплитудной характеристики намагничивания и соответствующие им схемы замещения ветвей намагничивания.

Аппроксимация рис. 1-19,а является дальнейшим развитием СХН-аппроксимации. В данном случае изменение индукции ограничено пределами  $\pm B'_n$ . Индуктивность ветви намагничивания определяется так же, как при СХН-аппроксимации. Ключ  $K_m$ , как и при СХН-аппроксимации, замыкается в момент, когда индукция равна  $\pm B_n$ . Ключ  $K'_m$  замыкается, когда индукция возрастает до  $B'_n$ , а напряженность поля равна  $H_n$ . Поэтому при замкнутом ключе  $K'_m$  в цепи индуктивности все время протекает ток  $i_n$ , пропорциональный  $H_n$ . В это время ток в цепи ключа  $K'_m$   $i'_k = i'_0 - i'_n$ . Размыкание ключа  $K'_m$  происходит без тока в момент, когда намагничивающий ток снижается до значения, равного  $i_n$ . При дальнейшем снижении намагничивающего тока до нуля индукция снижается до  $B_n$  и происходит размыкание ключа  $K_m$ .

Если параметры схемы замещения приведены к числу витков вторичной обмотки, то

$$L'_{os} = L_{os} = \omega^2 \frac{Q_{\Phi}}{I_0} \frac{B'_n - B_n}{H_n}.$$

Аппроксимация, изображенная на рис. 1-19,б, в отличие от предыдущих не имеет вертикального участка. До насыщения индукция изменяется прямо пропорционально напряженности поля, как у линейного ТТ. По-

этому индуктивность ветви намагничивания конечна и постоянна

$$L_{\sigma 2} = \omega_2^2 \frac{Q_{\Phi}}{I_0} \frac{B_{\Pi}}{H_{\Pi}}.$$

Ключ в схеме замещения замыкается в момент, когда индукция достигает значение индукции насыщения  $\pm B_{\Pi}$  и дальше изменяться не может. При дальнейшем увеличении напряженности поля ток в цепи индуктивности, приведенный к числу витков вторичной обмотки,  $i_{\Pi} = H_{\Pi} l_0 / \omega_2$ , а ток в цепи ключа  $i_K = i'_{02} - i_{\Pi}$ .

Размыкание ключа происходит без тока в момент, когда намагничивающий ток снижается до значения, равного току в индуктивности. При дальнейшем снижении намагничивающего тока до нуля индукция всегда тоже снижается до нуля. Поэтому данная аппроксимация не пригодна для определения остаточной индукции, которая сохраняется после выключения тока. Расчет переходного режима после замыкания первичной цепи с учетом остаточной индукции тоже затруднен. Некоторые авторы при расчетах переходных режимов с целью учета остаточной индукции принимают  $H_{\Pi} = 0$ . При этом данная аппроксимация превращается в ПХН-аппроксимацию.

Наряду с кусочно-линейной применяют кусочно-нелинейные аппроксимации, а также аппроксимации при помощи гладких разомкнутых кривых. При этом расчетная схема замещения нелинейного ТТ по конфигурации подобна схеме замещения линейного ТТ, только индуктивность намагничивания (а в общем случае и индуктивность рассеяния) зависит от напряженности магнитного поля ТТ.

## 1.9. ДВУХОБОМОТОЧНЫЙ ТРАНСРЕАКТОР

Двухобмоточный трансреактор (ТР) по конструктивной схеме подобен двухобмоточному ТТ, но только у него измерительная информация о первичном токе представляется при помощи вторичного напряжения. В устройствах релейной защиты ТР применяются преимущественно как промежуточные измерительные преобразователи. Значительно реже они применяются как первичные измерительные преобразователи тока.

Основными параметрами ТР как измерительного преобразователя тока являются: номинальный первич-

ный ток  $I_{1\text{ном}}$ , номинальное вторичное напряжение  $U_{2\text{ном}}$ , номинальный коэффициент трансформации  $n_{\text{р.ном}} = I_{1\text{ном}}/U_{2\text{ном}}$ , вторичная нагрузка, номинальная частота.

У ТР в отличие от ТТ коэффициент трансформации имеет размерность проводимости.

Сопrotивление нагрузки ТР выбирается так, что ТР работает в режиме, близком к режиму х.х., тогда как ТТ обычно работает в режиме, близком к к.з. Из-за этого коэффициент трансформации ТР, равный  $n_{\text{р}} = I_1/U_2$ , в значительно большей степени, чем у ТТ, зависит от магнитной проницаемости магнитопровода.

Для стабилизации  $n_{\text{р}}$  магнитопроводы ТР с номинальной частотой 50 Гц выполняются с достаточно большими зазорами. При этом до тех пор, пока ТР не насыщается, его расчетная схема замещения подобна расчетной схеме замещения линейного ТТ (рис. 1-10).

Далее при оценке погрешностей ТР принято, что у ТР, работающего без погрешностей, вторичное напряжение прямо пропорционально первой производной первичного тока, т. е. что идеальный

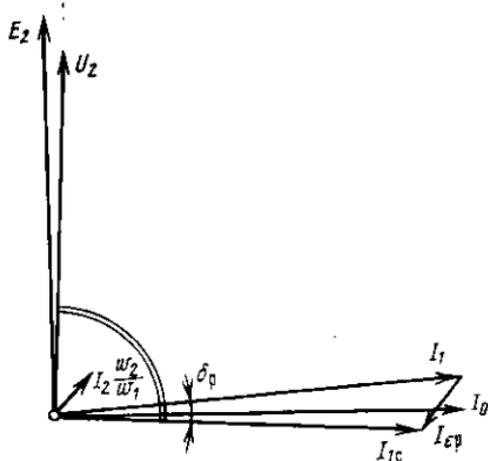


Рис. 1-20. Векторная диаграмма трансреактора.

ТР является дифференциатором тока. Поэтому в установившемся режиме при синусоидальном первичном токе при принятых условных положительных направлениях токов и напряжений первичный ток, отображаемый вторичным напряжением ТР, отстает на угол  $\pi/2$  от вторичного напряжения

$$i_{1с} = -jn_{\text{р.ном}}\dot{U}_2,$$

а в общем случае (в любом режиме)

$$i_{1с} = n_{\text{р.ном}}\omega_{\text{ном}} \int U_2 dt,$$

коэффициент

$$n_{\text{р.ном}}\omega_{\text{ном}} = 1/M_{\text{ном}},$$

где  $M_{\text{ном}}$  — взаимная индуктивность обмоток ТР, принимаемая при определении  $n_{\text{р.ном}}$ .

Угловая погрешность ТР в установившемся режиме  $\delta_p$  равна углу сдвига фаз токов  $I_1$  и  $I_{1c}$ . Поскольку согласно определению ток, отображаемый вторичным напряжением, всегда отстает по фазе на угол  $\pi/2$  от  $\dot{U}_2$ , то  $\delta_p$  равна также углу между первичным током и вторичным напряжением, сдвинутым на угол  $\pi/2$  в сторону отставания (рис. 1-20).

Токовая погрешность ТР по аналогии с ТТ определяется в соответствии со следующей формулой в установившемся режиме, %:

$$f_p = \left( \frac{I_{1c}}{I_1} - 1 \right) 100 = \left( n_{p, \text{ном}} \frac{U_2}{I_1} - 1 \right) 100.$$

Трансреактор обычно используется как измерительный преобразователь только установившегося первичного тока. Поэтому токовая погрешность ТР в переходном режиме по аналогии с ТТ (см. § 1-3), %:

$$f_p = \left( \frac{1}{I_{1\text{уст}}} \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_{t-T_1}^t i_{1c}^2 dt} - 1 \right) 100.$$

При этом мгновенный ток полной погрешности в любом режиме при измерении только установившегося первичного тока

$$i_{*p} = n_{p, \text{ном}} \omega_{\text{ном}} \int U_2 dt - i_{1\text{уст}},$$

а средняя квадратичная полная погрешность в любом режиме

$$\epsilon_p = \frac{100}{I_{1\text{уст}}} \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_{t-T_1}^t i_{*p}^2 dt}.$$

В установившемся режиме при синусоидальном первичном токе и синусоидальном вторичном напряжении

$$i_{*p} = -(jn_{p, \text{ном}} \dot{U}_2 + I_1).$$

Намагничивающий и вторичный токи ТР определяются так же как у ТТ, но ввиду того, что ТР работает в режиме, близком к режиму х.х., намагничивающий ток соизмерим с первичным током, а вторичный ток мал по сравнению с приведенным первичным током.

Следует отметить, что у ТР ток полной погрешности существенно отличается от намагничивающего тока (см. векторную диаграмму). Если принято  $M_{\text{ном}} = L_{02} \omega_1 / \omega_2$

и вторичное напряжение совпадает по фазе с вторичной э. д. с., то ток полной погрешности равен по модулю вторичному току, приведенному к числу витков первичной обмотки, а по фазе противоположен ему.

Трансреактор в большей степени, чем ТТ, чувствителен к изменению частоты первичного тока. Искажение формы кривой первичного тока высшими гармониками может вызвать значительное изменение погрешностей. Но зато ТР малочувствителен к апериодическим составляющим первичного тока, затухающим с большими постоянными времени (по сравнению с  $T_{\Sigma}$ ). }

### 1-10. ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА НОВЫХ ТИПОВ

По мере освоения все более высоких уровней напряжения и по мере повышения требований к быстродействию устройств релейной защиты и противоаварийной автоматики начали во все большей степени проявляться принципиальные недостатки обычной конструктивной схемы ТТ.

Во-первых, при к. з. в первичной цепи во время переходного режима возможно насыщение замкнутого магнитопровода ТТ даже в том случае, если нагрузка ТТ выбрана по кривым предельной кратности, т. е. полная погрешность в установившемся режиме не превышает 10%. При этом искажается форма кривой вторичного тока и возрастают погрешности. Особенно большие погрешности ТТ возможны в первые периоды к. з., если остаточная индукция в магнитопроводе имеет неблагоприятный знак (см. гл. 3 и 4).

Другой принципиальный недостаток конструктивной схемы ТТ, подобной схеме на рис. 1-1, обусловлен тем, что класс изоляции первичной обмотки относительно магнитопровода и вторичной обмотки должен соответствовать номинальному напряжению ТТ. При увеличении номинального напряжения ТТ растет стоимость этой изоляции и растут ее габариты. При этом увеличение номинального напряжения ТТ сопровождается непропорционально быстрым увеличением стоимости и габаритов ТТ в целом. Уже при номинальном напряжении 110—220 кВ стоимость ТТ составляет сотни, а иногда даже тысячи рублей, масса такого ТТ составляет сотни килограммов, иногда 1—2 т. Но особенно дорогими и громоздкими получаются ТТ для сверхвысокого номинального напряжения.

Следует отметить, что, выполняя ТТ с поперечным немагнитным зазором в магнитопроводе, как это было предложено еще в [2, 78], можно практически исключить влияние остаточной индукции и значительно уменьшить погрешности в переходном режиме. Однако ТТ высокого напряжения с зазором получаются не менее дорогими и громоздкими, чем ТТ без зазора при том же номинальном напряжении и той же мощности.

При сверхвысоком номинальном напряжении стоимость каскадного ТТ несколько ниже (примерно в 2 раза), чем некаскадного, но цена каскадного ТТ для сверхвысокого напряжения составляет несколько десятков тысяч рублей, а масса составляет несколько тонн.

За последнее время было предложено несколько принципиально новых конструктивных схем измерительных преобразователей переменного тока. Они тоже не имеют гальванической связи между входом и выходом и тоже пригодны для измерения (контроля) тока в цепях, находящихся под высоким напряжением относительно земли, при помощи ИПР, работающих с заземлением. Их тоже принято называть трансформаторами тока. Обобщенно они называются ТТ нового типа.

Для высокого и сверхвысокого напряжения представляются особенно перспективными следующие три вида ТТ новых типов: радиоэлектронные ТТ (РЭТТ), оптико-электронные ТТ (ОЭТТ) и магнитные ТТ (МТТ).

Радиоэлектронный ТТ представляет собой довольно сложное электронное устройство, по принципу действия подобное устройству радиотелеизмерения тока. В нем измерительная информация о первичном токе передается с высокого потенциала на нулевой потенциал при помощи радиосигналов.

Оптико-электронный ТТ тоже является довольно сложным электронным устройством телеизмерения тока. В нем измерительная информация передается с высокого потенциала на нулевой потенциал при помощи оптических сигналов.

В состав РЭТТ (рис. 1-21) входят полукомплект высокого напряжения *ПВН*, полукомплект низкого напряжения *ПНН* и радиоканал *РК* того или иного типа (в современных конструкциях используются направленные УКВ-каналы).

Полукомплект ПВИ целиком находится под потенциалом провода с первичным током. Для этого он либо

подвешивается к проводу, либо устанавливается на опорном изоляторе высокого напряжения. Полукомплект *ПНИ* целиком находится на нулевом потенциале и с его выхода, как с выхода *ТТ*, питаются *ИПР*, обрабатывающие информацию о первичном токе. Полукомплект *ПВИ* связан с *ПНИ* при помощи радиоканала *РК*.

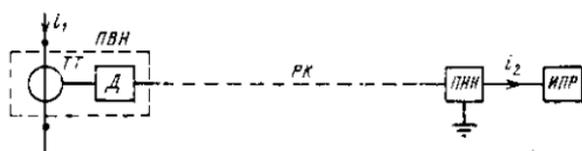


Рис. 1-21. Структурная схема РЭТТ.

В состав *ПВН* входят *ТТ* обычного типа (или линейный *ТТ*), рассчитанный на низкое напряжение, и радиопередатчик *Д*. Находясь под воздействием сигнала *ТТ*, радиопередатчик *Д* создает радиосигнал, несущий информацию о первичном токе. По *РК* этот сигнал поступает на вход *ПНИ*. В состав *ПНИ* входит радиоприемник. При этом на выходе *ПНИ* формируется сигнал той или иной формы, тоже несущий информацию о первичном токе.

Конструктивная схема РЭТТ реализуема при сколь угодно высоком напряжении. При номинальном напряжении свыше 330—500 кВ РЭТТ стоит дешевле *ТТ* обычного типа.

Оптико-электронный *ТТ* (*ОЭТТ*) подобно РЭТТ тоже состоит из полукомплекта высокого напряжения *ПВН* и полукомплекта низкого напряжения *ПНИ*. Принципиальное отличие от РЭТТ состоит в том, что у *ОЭТТ* на выходе *ПВН* формируются световые (оптические) сигналы измерительной информации, а вместо радиоканала используется оптический канал в большинстве случаев в виде стекловолоконного световода. По этому каналу световые сигналы поступают на вход *ПНИ* и затем преобразуются в электрические выходные сигналы *ОЭТТ*.

Стекловолоконный световод или иной оптический канал является электрическим изолятором, поэтому соединение *ПВН* с *ПНИ* оптическим каналом не нарушает электрическую изоляцию *ПВН* относительно земли.

Различают два вида оптико-электронных *ТТ* — *ОЭТТ* с внешней модуляцией света и *ОЭТТ* с внутренней моду-

лящей света. У ОЭТТ с внутренней модуляцией света, как и у РЭТТ, в состав ПВН в качестве первичного измерительного преобразователя входит измерительный ТТ или ТР обычного типа (с зазором или без зазора), который целиком установлен на изоляторе, но вместо радиопередатчика используется оптико-электрический преобразователь, который и формирует световые сигналы. В зависимости от конструкции ОЭТТ с внутренней модуляцией света применяются различные световые сигналы. В [44] описан ОЭТТ, у которого световые сигналы частотные—интенсивность света меняется с ча-

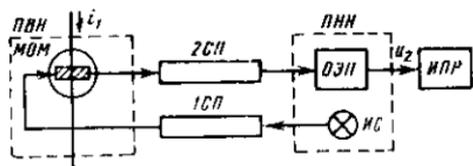


Рис. 1-22. Структурная схема ОЭТТ с внешней модуляцией.

стотой, которая является функцией мгновенного первичного тока. В другом варианте [43] световые сигналы представляют собой числовые эквиваленты, пропорциональные мгновенному току, и т. д.

В состав ПНН входит соответствующий оптико-электрический преобразователь сигналов. При этом имеется возможность при соответствующей конструкции ПНН представлять измерительную информацию на выходе ОЭТТ как в аналоговой форме, например при помощи вторичного тока или вторичного напряжения, так и в дискретной форме.

В качестве источника оперативного тока для ПВН обычно используется насыщающийся ТТ (НТТ), который входит в состав ПВН (на рисунке не показан).

Структурная схема ОЭТТ с внешней модуляцией света приведена на рис. 1-22. Здесь применяются два светопровода: 1СП и 2СП. Электромагнитные ТТ в составе ПВН здесь не применяются. Вместо ТТ и Д в состав ПВН входит магнитооптический модулятор поляризованного света МОМ. В МОМ реализуется магнитооптический эффект Фарадея, заключающийся в следующем. Если в стеклянном стержне особого состава (тяжелый флинт) создать магнитное поле и пропускать вдоль поля плоскополяризованный свет, то происходит поворот плоскости поляризации света на угол  $\theta_p$ , пропорциональный напряженности магнитного поля. В МОМ стеклянный стержень (он заштрихован) расположен

вблизи провода с первичным током таким образом, что вдоль оси стержня образуется магнитное поле с мгновенной напряженностью, пропорциональной первичному току. Одновременно вдоль оси стержня пропускается плоскополяризованный свет. При этом угол поворота плоскости поляризации света на выходе из *МОМ* оказывается пропорциональным первичному току.

Источником света *ИС* является кристаллический лазер, входящий в состав *ПНН*. Лазер создает неполяризованный монохроматический свет. Этот свет по *1СП* попадает в *ПВН*. Здесь он проходит через поляризатор (на рисунке не показан), поляризуется и поступает в торец стеклянного стержня *МОМ*. Из другого торца стержня выходит поляризованный свет с плоскостью поляризации, повернутой на угол  $\theta_{\text{ш}}$ , пропорциональный первичному току. Далее поляризованный свет поступает на вход *2СП*, проходит через него и подводится ко входу оптико-электрического преобразователя *ОЭП*, входящего в состав *ПНН*. Здесь используется *ОЭП* принципиально иной, нежели в *ОЭТТ*, с внутренней модуляцией света. Он реагирует на значение и знак угла  $\theta_{\text{ш}}$  и создает выходной электрический сигнал *ОЭТТ*.

В *ОЭТТ* с внешней модуляцией света *ПВН* не содержит активных преобразователей, поэтому не нуждается в специальных источниках оперативного тока в виде *НТТ* и т. п. Подобный *ОЭТТ* постоянно готов к действию, в то время как *ОЭТТ* с внутренней модуляцией света приходит в состояние готовности лишь спустя некоторое время после появления первичного тока, поскольку *НТТ* обладает определенной инерцией. В этом одно из принципиальных достоинств *ОЭТТ* с внешней модуляцией света. Другое его достоинство обусловлено тем, что *МОМ* действует практически безынерционно. Поэтому *ОЭТТ* с внешней модуляцией света может быть выполнен с незначительными динамическими погрешностями. Подобные *ОЭТТ* применяются при измерении и регистрации первичного тока, имеющего форму высокочастотных импульсов.

К числу недостатков *ОЭТТ* с внешней модуляцией света относится то, что для этого *ОЭТТ* требуются более сложные светопроводы и более сложный *ОЭП*.

Для обеспечения достаточной надежности *ОЭТТ* принимают специальные меры. В частности, в *ОЭТТ* электронные блоки дублируются и предусматривается авто-

матическое включение резервного блока в случае неисправности основного блока.

Следует отметить, что ОЭТТ с внутренней модуляцией света пригоден как для переменного, так и для постоянного тока.

РЭТТ и ОЭТТ получаются более дешевыми, чем ТТ обычного типа, только при номинальном напряжении порядка 330 кВ и выше. Они считаются перспективными при сверхвысоком номинальном напряжении.

Магнитный трансформатор тока (МТТ) представляет собой измерительный преобразователь индукции магнитного поля с электрическими выходными сигналами измерительной информации. Он располагается в магнитном поле измеряемого (первичного) тока, благодаря чему его сигналы измерительной информации отображают измерительную информацию о первичном токе. В качестве МТТ применимы измерительные преобразователи индукции магнитного поля, основанные на различных физических явлениях: индукционные, магнитооптические, магнитодиодные и т. п.

Магнитные ТТ располагаются в магнитном поле измеряемого тока, но на изоляционном расстоянии от провода с измеряемым током — на потенциале земли. Поэтому при любом сколь угодно высоком номинальном напряжении МТТ не требует собственной дорогостоящей изоляции на высокое напряжение и стоимость МТТ оказывается значительно ниже других ТТ новых типов.

В настоящее время наиболее широко применяются МТТ индукционного типа (см. гл. 5). По проходной характеристике МТТ индукционного типа близок к ТР или ТТ обычного типа с магнитопроводом, имеющим большой поперечный немагнитный зазор. Он практически не насыщается при сверхтоках и погрешности его в переходном режиме невелики. К недостаткам МТТ относится то, что у МТТ номинальная мощность значительно меньше, чем у ТТ обычного типа. Из-за этого в системах релейной защиты и автоматики с МТТ применяются особой конструкции высокочувствительные измерительные реле, рассчитанные на аналоговые входные сигналы измерительной информации. Такие реле весьма чувствительны к помехам в соединительных проводах между МТТ и реле, поэтому приходится ограничивать длину соединительных проводов несколькими метрами. Это одна из причин, по которой МТТ приме-

няются в основном только на упрощенных подстанциях в сетях напряжением 35—220 кВ.

Для значительного расширения области применения МТТ в системах релейной защиты и автоматики было предложено дополнять МТТ аналого-дискретными преобразователями — усилителями АДП. Магнитные ТТ в совокупности с АДП получили название дискретные трансформаторы тока (ДТТ). Эти ТТ являются измерительными преобразователями тока с дискретными сигналами измерительной информации. Применение ДТТ в системах релейной защиты обеспечивает переход на дискретную форму представления измерительной информации на выходах первичных измерительных преобразователей. Ожидается, что при этом можно будет получить и технический, и экономический эффект, но для такого перехода требуются не только ДТТ, но и измерительные реле, рассчитанные на дискретные сигналы измерительной информации (см. гл. 6).

Следует отметить, что у РЭТТ и ОЭТТ предельная мощность тоже на несколько порядков меньше, чем у ТТ обычного типа, что является одной из причин, по которым применение РЭТТ и ОЭТТ в системах релейной защиты весьма ограничено. Переход на РЭТТ и ОЭТТ с дискретными сигналами измерительной информации также представляется целесообразным [35], но для этого тоже требуются измерительные реле, рассчитанные на дискретные входные сигналы измерительной информации.

## 1-11. ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА НУЛЕВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Трансформатор тока нулевой последовательности (ТНП) является измерительным преобразователем только симметричной составляющей нулевой последовательности тока трехфазной линии. В отличие от ТТ обычного типа у ТНП три одинаковые первичные обмотки, которые включаются в цепи токов отдельных фаз трехфазной линии. При этом сумма м. д. с. первичных обмоток пропорциональна сумме токов отдельных фаз линии или току нулевой последовательности данной линии.

Если у всех первичных обмоток взаимные индуктивности со вторичной обмоткой одинаковы, то ТНП может быть моделирован как ТТ обычного типа (с одной первичной обмоткой), у которого первичный ток равен

утроенному току нулевой последовательности. При этом мгновенный вторичный ток ТНП

$$i_2 = (3i_{н.п} - i_{0н.п}) \omega_1 / \omega_2,$$

где  $i_{н.п}$  — мгновенный ток нулевой последовательности;  $i_{0н.п}$  — мгновенный намагничивающий ток ТНП, который в данном случае обусловлен только током нулевой последовательности.

Но у реального ТНП взаимные индуктивности между первичными и вторичными обмотками неодинаковы. Вследствие этого в условиях, когда ток нулевой последовательности равен нулю, вторичный ток равен вторичному току небаланса, который зависит в данном режиме от симметричных составляющих прямой и обратной последовательностей тока линии.

При расчете тока небаланса в условиях, когда ток нулевой последовательности равен нулю, ТНП также моделируется ТТ обычного типа, но только принимается, что у модели ТТ первичный ток равен первичному току небаланса. При этом мгновенный вторичный ток небаланса

$$i_{нб2} = (i_{нб1} - i_{0нб}) \omega_1 / \omega_2,$$

где  $i_{нб1}$  — мгновенный первичный ток небаланса;  $i_{0нб}$  — мгновенный намагничивающий ток, который в данном случае обусловлен только первичным током небаланса.

В установившемся режиме, если действующий ток нулевой последовательности  $I_{н.п} = 0$ , действующий первичный ток небаланса  $I_{нб1}$  может рассматриваться как функция действующего полного тока  $I_1$  в наиболее загруженной фазе

$$I_{нб1} = \tilde{K}_{нб} I_1,$$

где  $\tilde{K}_{нб}$  — комплексный коэффициент пропорциональности, который зависит от особенностей конструкции данного ТНП, от действующих полных токов других фаз, а у нелинейного ТНП также и от нагрузки. У данного экземпляра ТНП при данном значении  $I_1$  наибольшее значение  $\tilde{K}_{нб}$  обычно получается при определенном виде двухфазного режима: АВ, ВС или СА.

Значение  $\tilde{K}_{нб}$  в заданном установившемся режиме при синусоидальных токах и заданном значении  $I_1$  можно определить экспериментально следующим образом. Сначала измеряется действующий вторичный ток небаланса  $I_{нб2}$ . Затем первичная обмотка, в которой ток был

равен  $I_1$ , переключается к регулируемому источнику практически синусоидального тока той же частоты, а остальные первичные обмотки остаются разомкнутыми. Ток  $I_{нб1}$  определяется как действующий ток в этой обмотке, при котором  $I_{нб2}$  получается таким же, как и при заданном токе  $I_1$ . При этом  $K_{нб} = I_{нб1}/I_1$ .

В большинстве расчетных режимов ТНП не насыщается, а расчетное значение  $I_{н.п} \ll I_1$ . При этом допустимо рассматривать ТНП как линейный измерительный преобразователь суммы тока нулевой последовательности и первичного тока небаланса, у которого

$$i_2 = (3I_{н.п} + I_{нб1} - I_0) \frac{\omega_1}{\omega_2},$$

где  $I_0 = I_{0(н.п)} + I_{0(нб)}$  — намагничивающий ток ТНП, обусловленный и током нулевой последовательности и током небаланса.

Применяемые в сетях высокого напряжения ТНП подразделяются на кабельные ТНП и шинные ТНП. У кабельного ТНП функции первичных обмоток (одновитковых) выполняют жилы трехфазного кабеля.

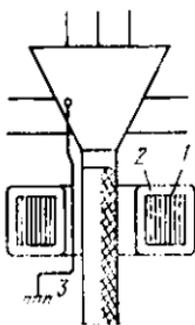


Рис. 1-23. Установка кабельного ТНП.

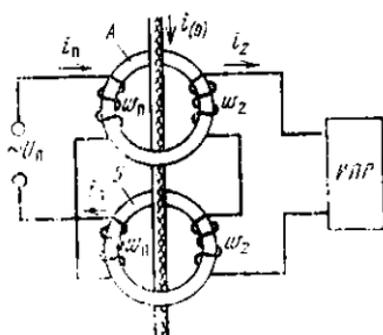


Рис. 1-24. Кабельный ТНП с подмагничиванием.

Собственно кабельный ТНП (рис. 1-23) представляет собой стальной ленточный или шихтованный магнитопровод 1 с вторичной обмоткой 2. Вторичную обмотку стараются распределять на магнитопроводе ТНП по возможности равномерно, так как чем равномернее нанесена обмотка, тем меньше получается  $K_{нб}$ . При монтаже кабельный ТНП надевается на кабель,

Для того чтобы ТНП не реагировал на токи, которые могут проходить по броне и оболочке кабеля, концевая муфта кабеля изолируется от конструкции, на которой она установлена, а провод заземления муфты и брони (оболочки) кабеля  $\mathcal{Z}$  пропускается сквозь окно магнитопровода, как показано на рисунке.

Трансформаторы нулевой последовательности применяются в устройствах чувствительной защиты от замыканий на землю. Нередко оказывается, что чувствительность защиты ограничивается из-за недостаточной мощности ТНП рассмотренного типа, даже при условии, что сопротивление нагрузки ТНП выбирается по условию получения наибольшей мощности.

Значительно большей мощностью обладает ТНП с подмагничиванием переменным током (при равных с ТНП без подмагничивания затратах активных материалов) [62]. Принцип действия ТНП с подмагничиванием поясняется на примере кабельного ТНП с подмагничиванием. У ТНП с подмагничиванием (рис. 1-24) два одинаковых магнитопровода  $A$  и  $B$ , которые образуют единую конструкцию. У каждого магнитопровода две обмотки: вторичная обмотка с числом витков  $\omega_2$  и обмотка подмагничивания с числом витков  $\omega_{\text{п}}$ .

Обе вторичные обмотки соединены согласно-последовательно и питают ИПР. Обмотки подмагничивания соединены встречно-последовательно и питаются от источника переменного напряжения  $U_{\text{п}}$ . Ток в этих обмотках равен току подмагничивания  $i_{\text{п}}$ .

Если подмагничивание отключено, то связь между вторичным током и первичными токами описывается теми же уравнениями, что и у ТНП без подмагничивания. При включенном подмагничивании благодаря встречно-последовательному соединению обмоток подмагничивания ток подмагничивания практически не трансформируется в контур вторичной обмотки — под воздействием тока подмагничивания в контуре вторичной обмотки появляется только небольшой ток небаланса.

При расчете установившегося режима работы ТНП с подмагничиванием можно также рассматривать ТНП как линейный измерительный преобразователь. При синусоидальных токах

$$i_2 = (3I_{\text{н.п}} + I_{\text{нб1}} - i_0) \frac{\omega_1}{\omega_2} + I_{\text{нб.п}}$$

Здесь  $I_{\text{нб.п}}$  — составляющая вторичного тока небаланса, обусловленная током подмагничивания. Она обычно по модулю не превышает вторичный ток небаланса, обусловленный первичным током небаланса.

Режим подмагничивания выбирается так, чтобы в расчетном режиме благодаря току подмагничивания получить амплитуды индукции в магнитопроводах, соответствующие наибольшей магнитной проницаемости, а значит, наименьшему намагничивающему току  $I_0$ . Эффект от подмагничивания обусловлен тем, что в расчетном режиме без подмагничивания амплитуды индукции значительно ниже тех, которые

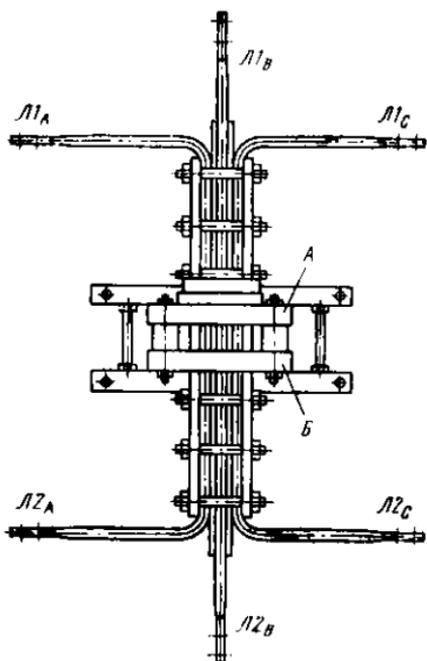


Рис. 1-25. Шинный ТНП с подмагничиванием.

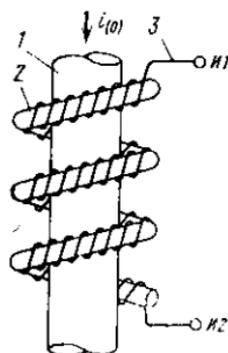


Рис. 1-26. Спиральный кабельный ТНП.

соответствуют наибольшей магнитной проницаемости. Поэтому при включении подмагничивания магнитная проницаемость значительно возрастает, намагничивающий ток  $I_0$  значительно снижается, а вторичный ток и вторичная мощность ТНП соответственно возрастают.

Следует отметить, что подмагничивание может дать заметный эффект только в том случае, когда без него амплитуда индукции в расчетном режиме значительно ниже той, какая необходима для получения наибольшей магнитной проницаемости. Подмагничивание оказывается особенно эффективным для шинных ТНП.

На рис. 1-25 показан шинный ТНП с подмагничиванием (ТНПШ), разработанный в ИЭД АН УССР [62]. У него магнитопроводы *A* и *B* имеют прямоугольную форму. Первичные обмотки в виде трех шин расположены в центре окна магнитопроводов. Такие ТНП широко применяются в устройствах защиты от замыканий на землю мощных генераторов. Следует отметить, что у ТНПШ из-за несимметричного расположения первичных обмоток ток небаланса значительно больше, чем у кабельных ТНП.

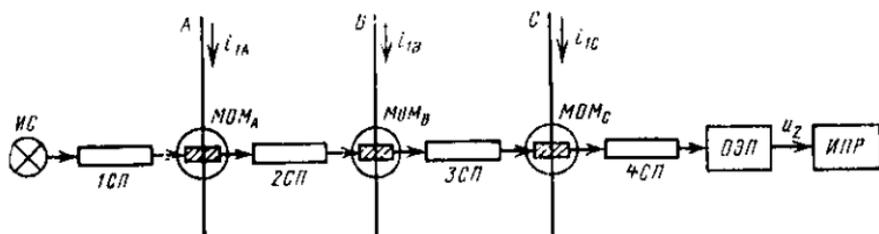


Рис. 1-27. Структурная схема оптико-электронного ТНП.

На рис. 1-26 показан спиральный кабельный ТНП Мосэнерго [63]. У него вообще нет магнитопровода. Вторичная обмотка в виде спирали намотана на резиновую трубку или другое немагнитное основание, а трубка вместе со вторичной обмоткой намотана вокруг кабеля. Принцип действия спирального ТНП подобен принципу действия пояса Роговского. Разница состоит только в том, что пояс Роговского один раз обвивается вокруг провода с измеряемым током, а спиральный ТНП обвивается вокруг кабеля много раз. Благодаря этому у спирального ТНП получается очень малый  $I_{нб1}$ , и в этом состоит его преимущество перед ранее рассмотренными ТНП. Однако мощность спирального ТНП весьма мала, и он практически применим только совместно с промежуточным усилителем.

На рис. 1-27 приведена структурная схема оптико-электронного фильтра токов нулевой последовательности (ОЭТНП) с внешней модуляцией света. В состав ОЭТНП входят три одинаковых магнитооптических модулятора поляризованного света:  $МОМ_A$ ,  $МОМ_B$  и  $МОМ_C$ . Принцип действия таких модуляторов рассмотрен выше. Кроме модуляторов в состав ОЭТНП входят источник поляризованного света *ИС*, оптико-электриче-

ский преобразователь ОЭП и четыре светопровода: 1СП, 2СП, 3СП, 4СП.

Модуляторы  $МОМ_A$ ,  $МОМ_B$  и  $МОМ_C$  установлены на фазных проводах трехфазной линии, в которой надлежит измерять ток нулевой последовательности. Расположение каждого модулятора таково, что у него напряженность магнитного поля по продольной оси (вдоль стеклянного стержня) изменяется пропорционально току данной фазы. Поэтому он поворачивает плоскость поляризации света на угол, пропорциональный току данной фазы. При помощи 1СП поляризованный свет от ИС поступает на вход  $МОМ_A$ . При этом плоскость поляризации света поворачивается на угол

$$\theta_A = k i_{1A},$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности, одинаковый для всех модуляторов.

Затем по 2СП свет направляется в  $МОМ_B$ , а, выйдя из него, по 3СП попадает к  $МОМ_C$ . В результате у света, который по 4СП поступает на вход ОЭП, угол поворота плоскости поляризации оказывается равным

$$\theta_0 = \theta_A + \theta_B + \theta_C = k(i_{1A} + i_{1B} + i_{1C}) = 3ki_{(0)}.$$

При этом ОЭП выработывает выходной сигнал ОЭТП (в данном примере вторичное напряжение  $u_2$ ), несущий измерительную информацию о токе нулевой последовательности.

Опико-электронный трансформатор нулевой последовательности перспективен, в частности, для встраивания в шинопроводы мощных генераторов и трансформаторов.

## ГЛАВА ВТОРАЯ

### РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЛИНЕЙНЫХ ДВУХОБОМОТОЧНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА И ТРАНСРЕАКТОРОВ

#### 2-1. УСТАНОВИВШИЕСЯ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ПРИ СИНУСОИДАЛЬНОМ ПЕРВИЧНОМ ТОКЕ

Если нагрузка линейного ТТ замещается последовательно соединенными  $r_{II}$  и  $L_{II}$ , то суммарное активное сопротивление вторичной ветви Т- или Г-образной схемы замещения (см. рис. 1-10)

$$R_2 = r_{II} + r_{вт},$$

а суммарная индуктивность вторичной ветви

$$L_2 = L_H + L_{T2}.$$

При этом

$$\begin{aligned} I_2/I_{12} &= j\omega(\tau_\Sigma - \tau_2)/(1 + j\omega\tau_\Sigma) = \\ &= \left(1 + \frac{f_F}{100}\right) \exp(j\delta_T). \end{aligned}$$

Отсюда погрешность м. д. с.,  $^0/0$ ,

$$f_F = (\omega(\tau_\Sigma - \tau_2)/\sqrt{1 + (\omega\tau_\Sigma)^2} - 1) 100.$$

Здесь  $\tau_\Sigma = (L_{BT} + L_H)/R_2$  — постоянная времени кольцевой схемы замещения;  $\tau_2 = L_2/R_2$  — постоянная времени вторичной ветви.

Приведенные уравнения показывают, что у линейного ТТ все виды погрешностей в установившемся режиме зависят только от частоты и от соотношения постоянных времени  $\tau_\Sigma$  и  $\tau_2$ .

Если отношение этих постоянных времени задано, то между  $\delta_T$  и  $f_F$  существует однозначное соответствие, причем чем больше  $\tau_2/\tau_\Sigma$ , тем больше  $f_F$  при данной угловой погрешности.

Если задан модуль сопротивления нагрузки  $z_H$ , то постоянные времени  $\tau_\Sigma$  и  $\tau_2$  зависят от угла нагрузки  $\varphi_H$ .

Поэтому при данном  $z_H$  погрешности  $\delta_T$  и  $f_F$  тоже зависят от угла нагрузки или от  $\cos \varphi_H$ . При уменьшении  $\cos \varphi_H$  угловая погрешность уменьшается, а погрешность м. д. с. увеличивается.

Отсюда следует, что при данном значении витковой коррекции обеспечивается компенсация до нуля токовой погрешности  $f_T$  не только при данном значении  $z_H$ , но и при данном значении  $\cos \varphi_H$ . При этом изменение только  $\cos \varphi_H$  без изменения  $z_H$  может вызывать изменение токовой погрешности, соизмеримое с  $f_F$ .

Относительный намагничивающий ток ТТ

$$I_{0*} = \frac{I_{02}}{I_{12}} = \sqrt{\frac{1 + (\omega\tau_2)^2}{1 + (\omega\tau_\Sigma)^2}}.$$

При данном  $z_n$  намагничивающий ток зависит от  $\cos \varphi_n$ , причем он имеет наибольшее значение в условиях, когда

$$\operatorname{tg} \varphi_n = \omega L_{\tau 2} / r_{\text{вт}}.$$

Вторичное напряжение трансреактора определяется как

$$\begin{aligned} \dot{U}_2 &= I_2 Z_n = I_{12} \frac{j\omega L_{02}}{R_2 + j\omega L_{\Sigma}} (r_n + j\omega L_n) = \\ &= j I_{12} \omega L_{02} \left( 1 + \frac{f_p}{100} \right) \exp(j\delta_p). \end{aligned}$$

Отсюда можно получить выражение, связывающее токовую  $f_p$  и угловую  $\delta_p$  погрешности ТР с параметрами схемы замещения:

$$\left( 1 + \frac{f_p}{100} \right) \exp(j\delta_p) = \frac{r_n (1 + j\omega\tau_n)}{R_2 (1 + j\omega\tau_{\Sigma})} = \frac{Z_n}{Z_{\Sigma}},$$

где  $\tau_n = L_n / r_n$  — постоянная времени нагрузки;  $Z_{\Sigma} = R_2 + j\omega L_{\Sigma}$  — суммарное сопротивление контура вторичной обмотки.

Последнее выражение показывает, что если  $\tau_n = \tau_{\Sigma}$ , то угловая погрешность  $\delta_p$  равна нулю при любой частоте, т. е. при любой частоте вторичное напряжение опережает по фазе первичный ток точно на  $90^\circ$ . При этом вторичное напряжение прямо пропорционально первой производной первичного тока.

Токовая погрешность ТР тем ближе к нулю, чем ближе отношение  $z_n / z_{\Sigma}$  к единице. Если  $\tau_n = \tau_{\Sigma}$ , то токовая погрешность,  $0/0$ ,

$$f_p = - \frac{r_{\text{вт}}}{r_{\text{вт}} + r_n} 100\% / 0 = - \frac{z_{\text{вт}}}{z_{\text{вт}} + z_n} 100,$$

где  $z_{\text{вт}} = \sqrt{r_{\text{вт}}^2 + (\omega L_{\text{вт}})^2}$  — полное сопротивление вторичной обмотки ТР.

При этом за счет увеличения  $r_n$  можно обеспечить сколь угодно малую токовую погрешность (при практически нулевой угловой погрешности).

В этом состоит одно из достоинств ТР по сравнению с ТТ. У ТТ нельзя за счет подбора параметров нагрузки обеспечить нулевую угловую погрешность и сколь угодно малую токовую погрешность при любой частоте.

## Вторичная мощность ТТ

$$S_2 = I_2^2 z_H = I_{12}^2 \frac{x_{02}^2}{z_{\Sigma}^2} z_H,$$

где  $x_{02} = \omega L_{02}$  — индуктивное сопротивление намагничивания вторичной обмотки.

Учитывая, что

$$z_{\Sigma}^2 = (r_{BT} + z_H \cos \varphi_H)^2 + (\omega L_{BT} + z_H \sin \varphi_H)^2,$$

выражение для вторичной мощности можно привести к следующему виду:

$$S_2 = I_{12}^2 \frac{x_{02}^2}{z_{BT} \left( \frac{z_{HT}}{z_H} + \frac{z_H}{z_{BT}} + 2 \frac{r_{HT} \cos \varphi_H + x_{BT} \sin \varphi_H}{z_{BT}} \right)}.$$

Таким образом, у ТТ при данном первичном токе вторичная мощность зависит от  $\cos \varphi_H$  и от соотношения модулей  $z_H$  и  $z_{BT}$ . При любом заданном значении  $\cos \varphi_H$  наибольшая вторичная мощность получается, если  $z_H = z_{BT}$ . При этом

$$S_2 = S_{2\text{наиб}} = 0,5 I_{12}^2 \frac{x_{02}^2}{z_{BT} \left( 1 + \frac{r_{BT} \cos \varphi_H + x_{BT} \sin \varphi_H}{z_{BT}} \right)}.$$

Поскольку обычно  $r_{BT} < x_{BT}$ , то при заданном модуле нагрузки наибольшая вторичная мощность получается, если  $\cos \varphi_H = 1$ .

Поскольку при  $\tau_H = \tau_{\Sigma}$  справедливо равенство

$$r_{BT} \cos \varphi_H + x_{BT} \sin \varphi_H = z_{BT},$$

у ТР при нулевой угловой погрешности  $\delta_p$  вторичная мощность определяется как

$$S_2 = I_{12}^2 \frac{x_{02}^2}{z_{BT} \left( \frac{z_{BT}}{z_H} + \frac{z_H}{z_{BT}} + 2 \right)}.$$

Интересно отметить, что если при данном значении  $z_H/z_{BT} = A$  вторичная мощность равна  $S_{2A}$ , то при  $z_H/z_{BT} = 1/A$  и прочих равных условиях получается такая же вторичная мощность  $S_{2A}$ .

Номинальная вторичная мощность ТТ и его погрешности взаимно связаны. Наименьшие погрешности ТТ получаются при  $z_H = 0$ , т. е. при нулевой вторичной мощ-

ности. При увеличении  $z_{II}$  от нуля вторичная мощность увеличивается и одновременно увеличиваются погрешности ТТ. Они продолжают увеличиваться и, после того, как вторичная мощность перешла через свой максимум, т. е. при  $z_{II} > z_{BT}$ . Поэтому у ТТ режим работы с нагрузкой  $z_{II} > z_{BT}$  не является рабочим: в этом режиме и мощность понижена, и погрешности увеличены. Для ТТ рабочим является режим, когда  $0 < z_{II} < z_{BT}$ .

У ТР нулевые погрешности получаются при  $z_{II} = \infty$ , т. е. также при нулевой вторичной мощности. При этом рабочим является режим, когда  $\infty > z_{II} > z_{BT}$ .

Условия получения наибольшей вторичной мощности одинаковы и для ТТ и для ТР. Примем, что  $z_{II} = z_{BT}$ ,  $\cos \varphi_{II} = 1$ , и найдем выражения для погрешностей ТТ и ТР в условиях получения наибольшей вторичной мощности.

В этих условиях для ТТ:

$$\omega \tau_{\Sigma} = \frac{x_{BT}}{z_{BT} + r_{BT}} < 1,$$

поэтому

$$\delta_T = \arctg \frac{z_{BT} + r_{BT}}{x_{BT}} > 45^\circ;$$

$$-f_F = \left( 1 - \frac{x_{02}}{\sqrt{(z_{BT} + r_{BT})^2 + x_{BT}^2}} \right) \cdot 100\% > 30\%;$$

$$I_{0*} = \sqrt{\frac{(z_{BT} + r_{BT})^2 + (\omega L_{T2})^2}{(z_{BT} + r_{BT})^2 + x_{BT}^2}} \geq 0,5.$$

Поскольку в данном случае  $\tau_H = 0$ , то угловая погрешность ТР

$$-\delta_P = \arctg \omega \tau_{\Sigma} = \arctg \frac{x_{BT}}{z_{BT} + r_{BT}} < 45^\circ,$$

а токовая погрешность ТР

$$-f_P = \left( 1 - \frac{z_{BT}}{\sqrt{(z_{BT} + r_{BT})^2 + x_{BT}^2}} \right) 100 < 30\%.$$

Таким образом, в условиях получения наибольшей вторичной мощности у ТР погрешности получаются меньшими, чем у ТТ.

Следует отметить, что и при других значениях вторичной мощности (меньших максимальной) погрешности ТР также оказываются ниже, чем у ТТ, при условии, что у ТТ  $z_{II} < z_{BT}$ , а у ТР  $z_{II} > z_{BT}$ .

Если последовательно с нагрузкой ТТ включен конденсатор емкостью  $C_n$ , то без учета потерь в конденсаторе

$$\frac{I_2}{I_{12}} = \frac{jx_{02}}{R_2 + j(x_{BT} + x_H - x_C)} = \left(1 + \frac{f_F}{100}\right) \exp(j\delta_T),$$

где  $x_C = 1/\omega C_n$  — сопротивление конденсатора.

Отсюда

$$\delta_T = \arctg \frac{R_2}{x_{BT} + x_H - x_C};$$

$$f_F = \left( \frac{x_{02}}{\sqrt{R_2^2 + (x_{BT} + x_H - x_C)^2}} - 1 \right) 100;$$

$$I_{0*} = \sqrt{\frac{R_2^2 + (x_{BT} + x_H - x_C)^2}{R_2^2 + (x_{BT} + x_H - x_C)^2}}.$$

Эти выражения показывают, что увеличение  $x_C$  вызывает у ТТ увеличение угловой погрешности  $\delta_T$  и уменьшение погрешности м. д. с.

При некотором значении  $x_C = x_{C\Delta}$  погрешность м. д. с. получается равной нулю. При этом

$$x_{BT} + x_H - x_{C\Delta} = \sqrt{x_{02}^2 - R_2^2},$$

угловая погрешность

$$\delta_T = \arctg \frac{R_2}{\sqrt{x_{02}^2 - R_2^2}},$$

намагничивающий ток

$$I_{0*} = \frac{1}{x_{02}} \sqrt{R_2^2 + (\sqrt{x_{02}^2 - R_2^2} - x_{02})^2}.$$

Таким образом, при компенсации погрешности м. д. с. угловая погрешность ТТ оказывается явно большей, чем при  $x_C = 0$ , а намагничивающий ток зависит от  $R_2$  и не зависит от  $x_H$ . Если  $R_2$  соизмеримо с  $x_{02}$ , то относительный намагничивающий ток может превышать 100%.

Наибольший вторичный ток получается при  $x_C = x_{BT} + x_H$ , т. е. в условиях резонанса напряжений в кольцевой схеме замещения.

При этом вторичный ток

$$I_2 = I_{12} \frac{jx_{02}}{R_2} = I_{12} j\omega\tau_{02}.$$

В данном случае угловая погрешность ТТ  $\delta_T = 90^\circ$ , а погрешность м. д. с., %

$$f_F = \left( \frac{x_{02}}{R_2} - 1 \right) 100.$$

Если  $R_2 < x_{02}$ , то погрешность  $f_F$  положительная, т. е. вторичный ток больше приведенного первичного тока.

Если емкость конденсатора выбрана по условию резонанса напряжений, то мощность на нагрузке (без учета потерь в конденсаторе)

$$S_H = I_{12}^2 \frac{x_{02}^2}{R_2^2} z_{ц.}$$

Таким путем удается увеличить вторичную мощность (наибольшую) в несколько раз.

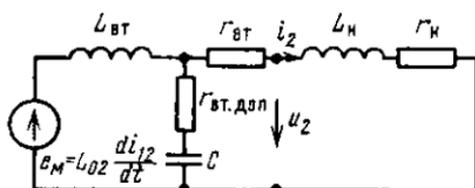


Рис. 2-1. Схема замещения линейного ТТ с параллельным конденсатором.

Последовательно с конденсатором включено активное сопротивление вспомогательной обмотки  $r_{вт.доп.}$

Для данного случая справедливо соотношение

$$\frac{I_2}{I_{12}} = \frac{jx_{02}}{R_2 + jx_{н} + jx_{вт} \left( 1 + \frac{R_2 + jx_{н}}{r_{вт.доп} - jx_c} \right)}$$

Для оценки эффективности включения такого конденсатора определим погрешности ТТ при чисто активной нагрузке ( $x_{н}=0$ ), если емкость конденсатора выбрана по условию  $x_c = x_{вт.}$  При этом вторичный ток

$$\begin{aligned} I_2 &= I_{12} \frac{x_{02} \left( 1 + j \frac{r_{вт.доп}}{x_{вт}} \right)}{x_{вт} \left( 1 + r_{вт.доп} \frac{R_2}{x_{вт}^2} + j \frac{r_{вт.доп}}{x_{вт}} \right)} = \\ &= I_{12} \left( 1 + \frac{f_F}{100} \right) \exp(j\delta_T). \end{aligned}$$

Отсюда следует, что угловая погрешность

$$\delta_T < \text{arctg} \frac{r_{вт.доп}}{x_{вт}},$$

а погрешность м. д. с., %,

$$|f_F| < \frac{x_{т2} + r_{вт.доп} \frac{R_2}{x_{вт}}}{x_{вт} + r_{вт.доп} \frac{R_2}{x_{вт}}} 100.$$

Если сопротивление вспомогательной обмотки  $r_{вт.доп}$  мало по сравнению с  $x_{вт.}$ , то угловая погрешность ТТ невелика, а сопротивление нагрузки начинает заметно сказываться на погрешности м. д. с. только при  $R_2 \gg x_{вт.}$ . Наибольшая вторичная мощность получается при сопротивлении нагрузки  $r_n \gg z_{вт.}$  и значительно превышает наибольшую вторичную мощность, которую можно получить без конденсатора.

Вместе с тем следует отметить, что введение параллельного или последовательного конденсатора приводит к ухудшению динамических свойств ТТ и увеличению динамических погрешностей.

## 2-2. УСТАНОВИВШИЕСЯ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ПРИ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ ТОКАХ

Если первичный ток имеет несинусоидальную форму кривой, то у ТТ даже с линейной схемой замещения форма кривой вторичного тока может значительно отличаться от формы кривой первичного тока, т. е. возможно существенное искажение формы вторичного тока.

Любая синусоидальная составляющая первичного тока с действующим значением  $I_{1(k)}$  и угловой частотой  $k\omega_{ном}$  (где  $\omega_{ном}$  — номинальная угловая частота, равная угловой частоте основной гармоники) порождает во вторичном токе синусоидальную составляющую той же частоты с действующим значением  $I_{2(k)}$ , опережающую составляющую первичного тока на некоторый угол  $\delta_{Т(k)}$ . При этом коэффициент трансформации  $k$ -й гармоники  $n_{Т(k)} = I_{1(k)}/I_{2(k)}$  соответствует коэффициенту трансформации ТТ при синусоидальном токе с частотой  $k\omega_{ном}$ , а  $\delta_{Т(k)}$  равна угловой погрешности ТТ при синусоидальном первичном токе с частотой  $k\omega_{ном}$ .

Расчет  $n_{Т(k)}$  и  $\delta_{Т(k)}$  можно вести на основе схемы замещения с параметрами, соответствующими частоте  $k\omega_{ном}$ .

Здесь и далее индексы  $k$  относятся к частоте  $k\omega_{ном}$ , а индексы 1 — к номинальной частоте (к частоте основной гармоники).

Поскольку сопротивления элементов схемы замещения для разных гармоник различны, то и погрешности ТТ (токовые и угловые) по каждой гармонике тоже различны.

По указанной причине форма кривой вторичного тока отличается от формы кривой первичного тока, вследствие чего у ТТ даже с линейной схемой замещения при несинусоидальном первичном токе токовые погрешности разных видов различны.

### 2-3. ОСОБЕННОСТИ РЕЖИМА РАБОТЫ ЛИНЕЙНОГО ТТ ПРИ НЕЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКЕ

Если сопротивление вторичной нагрузки нелинейно, то даже у ТТ с линейной схемой замещения возможно значительное искажение формы кривой вторичного тока, т. е. при синусоидальном первичном токе форма кривой вторичного тока может значительно отличаться от синусоиды.

Рассмотрим сначала случай, когда вторичная нагрузка ТТ представляет собой линейный резистор, включенный через идеальный диод. Учитывая ТТ только его индуктивностью намагничивания, схему замещения можно представить в соответствии с рис. 2-2, а. Графики токов и напряжений в этой схеме при синусоидальном первичном токе изображены на рис. 2-2, б.

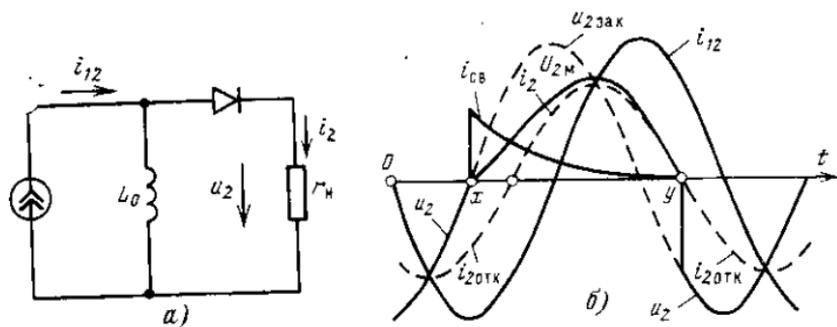


Рис. 2-2. Схема замещения (а) и графики токов и напряжений (б) линейного ТТ с нагрузкой, включенной через диод.

При построении графиков принято, что приведенный первичный ток

$$i_{12} = -I_{12m} \sin \omega t.$$

Если бы диод все время оставался открытым, то нагрузка ТТ была бы линейной и вторичный ток имел бы синусоидальную форму кривой с мгновенными значениями:

$$i_2 = i_{2отк} = -I_{12m} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{r_H}{\omega L_0}\right)^2}} \sin(\omega t + \delta_T).$$

Если бы диод все время оставался закрытым, то ТТ работал бы в режиме х. х. при  $i_2 = 0$  и синусоидальном вторичном напряжении, равном

$$u_2 = u_{2зак} = L_0 \frac{di_{12}}{dt} = -\omega L_0 I_{12m} \cos \omega t.$$

В действительности после включения схемы в момент  $t=0$  диод сначала остается закрытым, так как вторичное напряжение отрицательно. При этом  $u_2 = u_{2зак}$ .

В момент  $t=x$ , когда вторичное напряжение переходит через нуль в сторону положительных значений, диод открывается. Но так

как этому моменту соответствует конечное значение синусоидальной составляющей вторичного тока принужденного режима  $i_{20TK}$ , то во вторичной цепи возникает свободный ток

$$i_{св} = -i_{20TK}(x) e^{-(t-x)/\tau_{\Sigma}} = + \frac{I_{12m} \cos \delta_T}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_{\Sigma}}\right)^2}} e^{-(t-x)/\tau_{\Sigma}}$$

Его начальное значение  $i_{св}(x)$  равно току  $i_{20TK}$  в момент  $t=x$ , но противоположно ему по направлению, а постоянная времени затухания  $\tau_{\Sigma} = L_0/r_H$ .

Полный вторичный ток, протекающий при открытом диоде, равен сумме принужденного и свободного токов:  $i_2 = i_{20TK} + i_{св}$ .

Вторичное напряжение в это время

$$u_2 = i_2 r_H = u_{2H}$$

В момент открытия диода и появления положительной полуволны первичного тока приведенный первичный ток проходит через свой отрицательный максимум. Поэтому положительная полуволна вторичного тока начинается с опережением на угол  $90^\circ$  положительной полуволны первичного тока, и это некоторые типы направленных защит воспринимают как угловую ошибку ТТ, равную  $90^\circ$ .

Положительная полуволна вторичного тока заканчивается в момент  $t=y$  при снижении вторичного тока до нуля, что происходит не ранее, чем переходит через нуль синусоидальная составляющая вторичного тока. Поэтому ширина волны вторичного тока больше половины периода.

После закрытия диода вторичное напряжение скачком поднимается до напряжения х. х. и диод остается закрытым в течение всей остальной части отрицательного полупериода напряжения х. х. В следующий период процесс повторяется.

Таким образом, вторичный ток протекает только в направлении пропускания диода (в данном случае в положительном направлении). Вторичный ток состоит в данном случае из синусоидальной составляющей первой гармоники  $i_{2(1)}$  и из несинусоидальной составляющей с мгновенными значениями  $i_{2(r)}$ , численно равными постоянной составляющей и сумме мгновенных значений всех гармоник, кроме первой.

Так как приведенный первичный ток состоит только из первой гармоники, то ток  $i_{2(r)}$  замыкается внутри схемы замещения через ветвь намагничивания. Поэтому у тока намагничивания сумма всех гармоник, кроме первой,  $i_{02(r)}$  и постоянная составляющая равны по величине и противоположны по направлению току  $i_{2(r)}$ .

Поскольку постоянная составляющая подмагничивает ТТ односторонне, то у ТТ даже с небольшим немагнитным зазором в магнитопроводе индуктивность намагничивания в нагрузочном режиме может оказаться значительно меньше, чем при х. х.

Интересно отметить, что свободный ток  $i_{св}$  возникает во вторичной цепи во время каждого периода, но его относительное значение (в долях  $I_{12m}$ ) зависит от угловой погрешности  $\delta_T$ .

Свободный ток не возникает только в исключительном случае, когда  $\delta_T = 90^\circ$ , что приблизительно имеет место у ТР, нагруженного на большое активное сопротивление. При этом полуволны вторичного тока и положительные полуволны вторичного напряжения имеют

форму полусинусоид, а вторичный ток и ток намагничивания состоят из первых гармоник, постоянных составляющих и высших гармоник.

Если во вторичную цепь ТТ последовательно с резистором и диодом включен еще источник опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$  (рис. 2-3), то в случае постоянно открытого диода ток принужденного режима состоит из синусоидальной составляющей, определяемой так же, как и в предыдущей схеме, и из постоянной составляющей  $I_{\text{оп}} = U_{\text{оп}}/r_{\text{н}}$ . При этом график принужденного вторичного тока  $i_{2\text{отк}}$  смещен вниз параллельно линии времени на величину  $-I_{\text{оп}}$ .

Диод открывается в момент  $t=x$ , когда вторичное напряжение ТТ достигает значения, равного  $U_{\text{оп}}$ , т. е. позднее, чем при  $U_{\text{оп}}=0$ . Запаздывание открытия диода тем больше, чем больше относительный уровень опорного напряжения  $U_{\text{оп}}/\omega L_{02} I_{12m}$ . Поэтому форма кривой вторичного тока зависит от относительного уровня опорного напряжения, а при данных  $\omega L_{02}$  и  $U_{\text{оп}}$  — от первичного тока.

Вторичное напряжение, как и в предыдущей схеме, при закрытом диоде равно напряжению х. х., получаемому при разомкнутой вторичной обмотке. После открытия диода  $u_2 = i_2 r_{\text{н}} + U_{\text{оп}}$ . В данной схеме, как и в предыдущей, вторичный и намагничивающий токи имеют постоянную составляющую, которая односторонне подмагничивает ТТ.

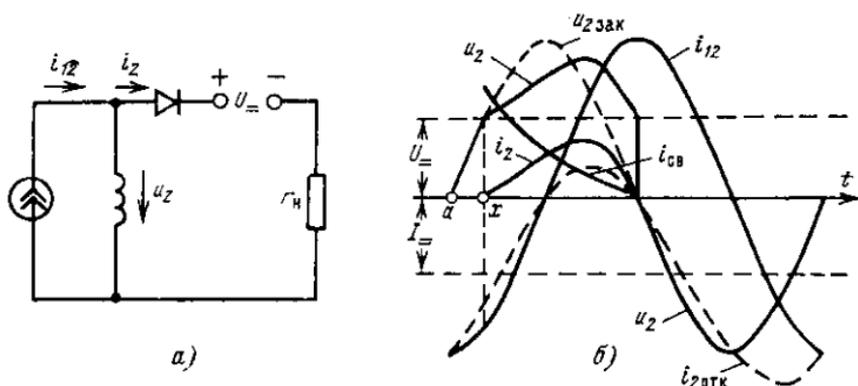


Рис. 2-3. Схема замещения (а) и графики токов и напряжений (б) линейного ТТ с нагрузкой в виде опорного диода.

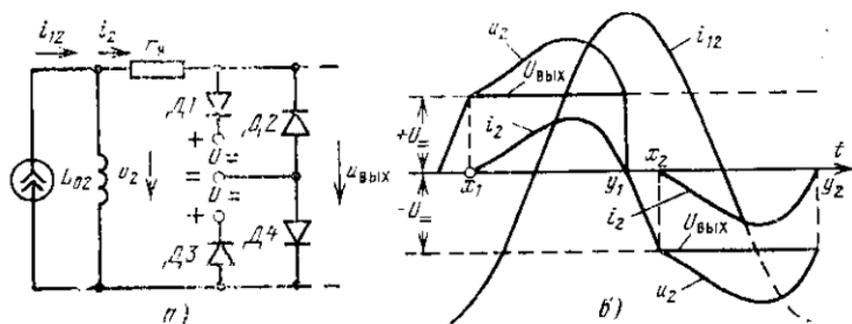


Рис. 2-4. Схема замещения (а) и графики токов и напряжений (б) линейного ТТ с нагрузкой, включенной через два опорных диода.

Если последовательно с  $r_n$  во вторичную цепь включены два стабилитрона, соединенные встречно-последовательно, то расчетная схема замещения может быть изображена в соответствии с рис. 2-4,а. Здесь диодами  $D1$  и  $D2$  и источником напряжения  $U_{-}$ , равным напряжению стабилизации, замещается один стабилитрон; диодами  $D3$  и  $D4$  и другим источником напряжения  $U_{-}$  замещается другой стабилитрон.

Вторичный ток в данном случае состоит из чередующихся положительных и отрицательных полуволн. Положительные полуволны проходят по диодам  $D1$  и  $D4$ , а диоды  $D3$  и  $D2$  остаются запертыми. Поскольку диоды  $D1$  и  $D4$  включены последовательно, то они могут быть заменены одним диодом. При этом схема замещения для положительной полуволны тока превращается в схему по рис. 2-3.

Отрицательные полуволны вторичного тока проходят по диодам  $D2$  и  $D3$ , а диоды  $D1$  и  $D4$  остаются запертыми. Схема замещения для отрицательной полуволны также может быть уподоблена схеме по рис. 2-3, если в ней изменить полярности диода и источника напряжения  $U_{-}$ . Это дает возможность при расчете тока в схеме по рис. 2-4,а основываться на схеме замещения по рис. 2-3. Сначала рассчитывают ток, полагая, что диоды  $D2$  и  $D3$  постоянно заперты. Затем рассчитывают ток, полагая, что постоянно заперты диоды  $D1$  и  $D4$ . Затем суммируют оба значения тока и получают истинный вторичный ток в рассматриваемой схеме.

Вторичное напряжение во время положительной полуволны тока

$$u_2 = i_2 r_n + U_{-}$$

Вторичное напряжение во время отрицательной полуволны тока

$$u_2 = i_2 r_n - U_{-}$$

Полученные таким образом графики тока и напряжения приведены на рис. 2-4,б.

В данной схеме постоянные составляющие токов отсутствуют и опасности одностороннего намагничивания ТТ нет. Ширина каждой полуволны вторичного тока не превышает половины периода первой гармоники. Форма кривой вторичного тока зависит от относительного уровня опорного напряжения стабилитрона. Чем этот уровень меньше, тем меньше искажен вторичный ток. При снижении опорного напряжения до нуля вторичная нагрузка ТТ становится линейной, а вторичный ток — синусоидальным.

Если вторичной нагрузкой ТТ является насыщающийся реактор, то при синусоидальном первичном токе форма кривой вторичного тока искажена высшими нечетными гармониками, а при наличии остаточной индукции — также и четными. При этом индуктивное сопротивление реактора нелинейно. Однако такой реактор, питаемый переменным током, можно рассматривать как реактор с линейной характеристикой с внутренней несинусоидальной э. д. с.  $e_D$ , содержащей высшие гармоники. Если такой реактор пита-

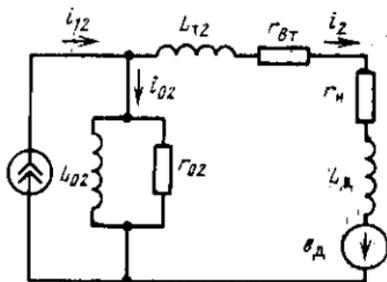


Рис. 2-5. Схема замещения линейного ТТ с нагрузкой в виде реактора с нелинейной характеристикой.

ется от источника синусоидального напряжения, то внутренние э. д. с. высших гармоник порождают в цепи питания токи высших гармоник. Поскольку внутреннее сопротивление источника синусоидального напряжения равно нулю, то, несмотря на протекание несинусоидального тока, напряжение питания реактора остается синусоидальным. Если реактор питается от источника синусоидального тока, обладающего бесконечно большим внутренним сопротивлением, то внутренняя э. д. с. реактора обуславливает искажение формы кривой напряжения на его выходах; ток же остается синусоидальным.

При такой аппроксимации реактора схему замещения для расчета вторичного тока ТТ можно изобразить в соответствии с рис. 2-5.

## 2-4. ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ПОСЛЕ ЗАМЫКАНИЯ ПЕРВИЧНОЙ ЦЕПИ

Наибольший практический интерес представляют переходные режимы работы после замыкания или размыкания первичной цепи в условиях, соответствующих возникновению к. з. в электрической системе, отклю-

чению к. з. под действием релейной защиты или при неуспешном АПВ. Эти переходные режимы рассматриваются с рядом допущений.

Во-первых, ТТ — линейный и вторичная нагрузка ТТ замещается последовательной линейной цепочкой  $r_n, L_n$ , при этом расчетная схема замещения соответствует рис. 2-6. Здесь  $K$  — ключ, которым осуществляется замыкание или размыкание первичной цепи.

Во-вторых, не учитывается витковая коррекция.

В-третьих, принято, что приведенный первичный ток после замыкания ключа  $K$  изменяется по следующему закону:

$$i_{12} = I_{12m} \sin(\omega t + \alpha_1) - I_{12нач} \exp(-t/\tau_1).$$

Замыкание ключа происходит в момент  $t=0$ .

Первый член в правой части этого выражения представляет собой ток установившегося режима  $i_{12уст}$ . Он изменяется по синусоидальному закону с нормальной частотой  $\omega$  и его амплитуда  $I_{12m}$  остается неизменной как в переходном режиме, так и в установившемся режиме. При этом  $\alpha_1$  — начальная фаза тока установившегося режима.

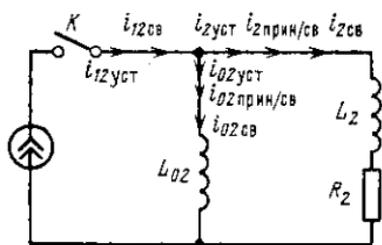


Рис. 2-6. Схема замещения линейного ТТ при расчете переходных режимов.

Второй член является свободным приведенным первичным током  $i_{12св}$ , существующим только в переходном режиме и затухающим по экспоненциальному закону с постоянной времени первичной цепи  $\tau_1$ . Начальное значение этого тока

$$i_{12св}(0) = -I_{12нач} = -I_{12} \sin \alpha_1.$$

Для ТТ обе составляющие первичного тока являются принужденными токами. Под воздействием тока  $i_{12уст}$  во вторичной ветви протекает установившийся вторичный ток  $i_{2уст}$ , который отображает установившийся первичный ток с токовой погрешностью  $f_T$  и угловой погрешностью  $\delta_T$ . В ветви намагничивания под воздействием тока  $i_{12уст}$  возбуждается установившийся вторичный намагничивающий ток  $i_{02уст}$ , причем

$$\begin{aligned} i_{2уст} + i_{02уст} &= i_{12уст}; \\ i_{2уст} &= I_{12m} \left( 1 + \frac{f_T}{100} \right) \sin(\omega t + \alpha_1 + \delta_T); \\ i_{02уст} &= I_{12m} \frac{\epsilon}{100} \sin(\omega t + \alpha_1 + \delta_T - \varphi_\Sigma). \end{aligned}$$

Все коэффициенты, входящие в приведенные выражения, рассчитываются так же, как и в установившемся режиме.

Под воздействием свободного первичного тока в ветвях схемы замещения возбуждаются принужденные токи  $i_{2прин/св}$  и  $i_{02прин/св}$ , изменяющиеся прямо пропорционально свободному первичному току. При этом

$$\begin{aligned} i_{2прин/св} &= i_{12св} \left( 1 + \frac{f_{T,св}}{100} \right); \\ i_{02прин/св} &= -i_{12св} \frac{f_{T,св}}{100}; \\ i_{2прин/св} + i_{02прин/св} &= i_{12св}. \end{aligned}$$

Здесь  $f_{T,св}$  — погрешность ТТ по свободному первичному току; она характеризует точность, с которой первичный ток  $i_{12св}$  отображается вторичным током  $i_{2прин/св}$ .

Формула для расчета погрешности  $f_{T,св}$  может быть получена из рассмотрения реакции схемы замещения только на ток  $i_{12св}$ . В таком случае изображение приведенного первичного тока в операторной форме

$$I_{12}(p) = I_{12св}(p) = -I_{12нач} \frac{p}{p + 1/\tau_1}.$$

Операторное изображение вторичного тока

$$I_2(p) = I_{12}(p) \frac{pL_{02}}{R_2 + pL_{\Sigma}} = \\ = -I_{12\text{нач}} \left(1 - \frac{\tau_2}{\tau_{\Sigma}}\right) \frac{p^2}{\left(p + \frac{1}{\tau_1}\right) \left(p + \frac{1}{\tau_{\Sigma}}\right)}.$$

Переход от изображения к оригиналу дает:

$$-i_2 = I_{12\text{нач}} \frac{\tau_{\Sigma} - \tau_2}{\tau_{\Sigma} - \tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) - \\ - I_{12\text{нач}} \frac{\tau_1}{\tau_{\Sigma}} \frac{\tau_{\Sigma} - \tau_2}{\tau_{\Sigma} - \tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\Sigma}}\right).$$

Первый член в правой части и есть в данном случае составляющая вторичного тока  $i_{2\text{прин/св}}$ . При этом

$$\frac{\tau_{\Sigma} - \tau_2}{\tau_{\Sigma} - \tau_1} = \left(1 + \frac{f_{\text{т.св}}}{100}\right),$$

откуда

$$f_{\text{т.св}} = \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_{\Sigma} - \tau_1} 100\%.$$

Кроме этих составляющих вторичного и намагничивающего токов существуют еще свободные токи  $i_{2\text{св}}$  и  $i_{02\text{св}}$ , обусловленные переходным процессом в контуре вторичной обмотки. Они затухают с постоянной времени схемы замещения  $\tau_{\Sigma}$ . При этом для принятых положительных направлений токов

$$i_{2\text{св}} = -i_{02\text{св}} = i_{\text{св}}.$$

По сути дела, это один и тот же свободный ток  $i_{\text{св}}$ , протекающий внутри схемы замещения.

Таким образом, при нулевых начальных условиях вторичный намагничивающий ток в переходном режиме

$$i_{02} = i_{02\text{уст}} + i_{02\text{прин/св}} - i_{\text{св}} = I_{12m} \frac{\epsilon}{100} \sin(\omega t + \\ + \alpha_1 + \delta_{\text{т}} - \varphi_{\Sigma}) + I_{12m} \sin \alpha_1 \frac{f_{\text{т.св}}}{100} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) - \\ - I_{\text{св.нач}} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\Sigma}}\right),$$

где  $I_{\text{св.нач}}$  — начальное значение свободного вторичного тока. Его можно определить из условия, что ветвь на-

магничивания состоит только из индуктивности, имеет бесконечно большую постоянную времени, а при нулевых начальных условиях сразу после замыкания ключа  $K$  намагничивающий ток должен оставаться равным нулю.

После определения и подстановки  $I_{св.нач}$

$$i_{o2} = I_{12m} \left[ \frac{\varepsilon}{100} \sin(\omega t + \alpha_1 + \delta_r - \varphi_\Sigma) + \right. \\ \left. + \sin \alpha_1 \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_\Sigma - \tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) - \left( \frac{\varepsilon}{100} \sin(\alpha_1 + \delta_r - \varphi_\Sigma) + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin \alpha_1 \frac{\tau_1 - \tau_\Sigma}{\tau_\Sigma - \tau_1} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_\Sigma}\right) \right],$$

отсюда вторичный ток определяется как

$$i_2 = i_{2уст} + i_{2прин/св} + i_{св} = I_{12m} \left[ \left( 1 + \frac{f_r}{100} \right) \sin(\omega t + \alpha_1 + \delta_r) - \right. \\ \left. - \sin \alpha_1 \frac{\tau_\Sigma - \tau_2}{\tau_\Sigma - \tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) + \left( \frac{\varepsilon}{100} \sin(\alpha_1 + \delta_r - \varphi_\Sigma) + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin \alpha_1 \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_\Sigma - \tau_1} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_\Sigma}\right) \right].$$

В квадратных скобках — мгновенные значения вторичного и намагничивающего токов, выраженные в долях амплитуды установившегося первичного тока  $I_{12m}$ . Аналогичные выражения получены несколько иным путем и рядом других авторов [22, 23, 49].

Напомним, что для принятых допущений погрешности ТТ в установившемся режиме зависят только от соотношения постоянных времени схемы замещения (при данной частоте):

$$\operatorname{tg} \delta_r = \frac{1}{\omega \tau_\Sigma}; \\ 1 + \frac{f_r}{100} = \frac{\omega(\tau_\Sigma - \tau_2)}{\sqrt{1 + (\omega \tau_\Sigma)^2}}; \\ \frac{\varepsilon}{100} = \sqrt{\frac{1 + (\omega \tau_2)^2}{1 + (\omega \tau_\Sigma)^2}}.$$

Поэтому характер протекания переходного процесса в схеме замещения после замыкания первичной цепи определяется при данной частоте  $\omega$  и данной начальной фазе  $\alpha_1$  только постоянными времени схемы замещения

и постоянной времени первичной цепи. Наиболее интенсивно протекает переходный процесс при  $\alpha_1 = 90^\circ$ . Этот случай и имеется в виду в дальнейшем, хотя при к. з. наиболее вероятен несколько меньший угол  $\alpha_1$  (около  $70^\circ$ ).

В рассматриваемом режиме на синусоидальные вторичный и намагничивающий токи установившегося режима накладываются по два экспоненциальных тока переходного режима, затухающих с постоянными времени  $\tau_2$  и  $\tau_1$ .

В совокупности они образуют свободный вторичный ток  $i_{2\sigma\text{св}} = i_{2\text{прин/св}} + i_{\text{св}}$  и свободный вторичный намагничивающий ток  $i_{02\sigma\text{св}} = i_{02\text{прин/св}} - i_{\text{св}}$ . При этом

$$i_2 = i_{2\text{уст}} + i_{2\sigma\text{св}};$$

$$i_{02} = i_{02\text{уст}} + i_{02\sigma\text{св}}.$$

Если бы свободные токи равнялись нулю, то вторичный и намагничивающий токи и в переходном, и в установившемся режимах отображали бы только установившийся первичный ток.

При  $\alpha_1 = 90^\circ$  первичный ток в переходном режиме

$$i_1 = I_{1m} (\cos \omega t - \exp(-t/\tau_1)).$$

Вторичный ток в установившемся режиме

$$i_{2\text{уст}} = I_{12m} \frac{\omega (\tau_2 - \tau_1)}{\sqrt{1 + (\omega\tau_2)^2}} \cos(\omega t + \delta_\tau).$$

Вторичный намагничивающий ток в установившемся режиме

$$i_{02\text{уст}} = I_{12m} \sqrt{\frac{1 + (\omega\tau_2)^2}{1 + (\omega\tau_1)^2}} \sin(\omega t + \delta_\tau + \varphi_2).$$

Свободные вторичный и намагничивающий токи

$$i_{2\sigma\text{св}} = I_{12m} \left[ \left( \sqrt{\frac{1 + (\omega\tau_2)^2}{1 + (\omega\tau_1)^2}} \sin(\delta_\tau + \varphi_2) + \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) - \frac{\tau_2 - \tau_1}{\tau_2 - \tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) \right];$$

$$i_{02\sigma\text{св}} = I_{12m} \left[ \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) - \left( \sqrt{\frac{1 + (\omega\tau_2)^2}{1 + (\omega\tau_1)^2}} \sin(\delta_\tau + \varphi_2) + \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) \right].$$

В переходном режиме мгновенный ток полной погрешности может быть представлен в виде суммы тока полной погрешности установившегося режима  $i_{уст}$  и свободного тока полной погрешности  $i_{св}$ , существующего только в переходном режиме, т. е.

$$i_{\Sigma} = i_{уст} + i_{св}.$$

Если ТТ рассматривается как измерительный преобразователь всего первичного тока, то для принятых допущений (витковой коррекции нет) ток полной погрешности равен первичному намагничивающему току и обратен ему по знаку. При этом

$$i_{уст} = -I_{1m} \frac{\epsilon}{100} \sin(\omega t + \alpha_1 - \varphi_{\Sigma} + \delta_{\tau});$$

$$i_{св} = +I_{1m} \left[ \left( \frac{\epsilon}{100} \sin(\alpha_1 + \delta_{\tau} - \varphi_{\Sigma}) + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin \alpha_1 \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) - \right. \\ \left. - \sin \alpha_1 \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) \right].$$

Если же ТТ рассматривается как измерительный преобразователь только установившегося первичного тока, то ток полной погрешности определяется из выражения  $i_{\Sigma} = \frac{w_2}{w_1} i_2 - i_{уст}$ .

При этом

$$i_{уст} = -I_{1m} \frac{\epsilon}{100} \sin(\omega t + \alpha_1 + \delta_{\tau} - \varphi_{\Sigma});$$

$$i_{св} = +I_{1m} \left[ \left( \frac{\epsilon}{100} \sin(\alpha_1 + \delta_{\tau} - \varphi_{\Sigma}) + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin \alpha_1 \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) - \right. \\ \left. - \sin \alpha_1 \frac{\tau_2 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) \right].$$

В обоих случаях токи полной погрешности установившегося режима одинаковы. В обоих случаях свободные токи полной погрешности представляют собой разности двух экспоненциальных токов, затухающих с постоянными времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$ . Разница только в начальных значениях этих экспоненциальных составляющих

переходных токов полной погрешности. При этом и сами свободные токи различны, и характер их изменения неодинаков. Это особенно хорошо видно на примере, когда  $\tau_1 \approx \tau_2$ , т. е. когда  $f_{т.св} = 0$ . В этом случае у ТТ, рассматриваемого как измерительный преобразователь полного первичного тока, свободный ток полной погрешности

$$i_{св} = + I_{1m} \frac{\epsilon}{100} \sin(\alpha_1 + \delta_\tau - \varphi_\Sigma) \exp\left(-\frac{t}{\tau_\Sigma}\right),$$

а у такого же ТТ, рассматриваемого как измерительный преобразователь только первичного тока установившегося режима,

$$i_{св} = + I_{1m} \left[ \frac{\epsilon}{100} \sin(\alpha_1 + \delta_\tau - \varphi_\Sigma) \exp\left(-\frac{t}{\tau_\Sigma}\right) - \sin \alpha_1 \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) \right].$$

У первого ТТ свободный ток полной погрешности затухает с постоянной времени  $\tau_\Sigma$ , а его начальное значение не может быть больше амплитуды тока полной погрешности в установившемся режиме. Это значит, что у такого ТТ ток полной погрешности в переходном режиме не может быть более двукратного тока установившегося режима.

У второго ТТ при начальном угле  $\alpha_1 \approx 90^\circ$  и при малой  $\epsilon$  можно ожидать значительное увеличение полной погрешности в переходном режиме. Далее рассматривается свободный ток полной погрешности защитного ТТ как измерительного преобразователя только составляющей первичного тока  $i_{1уст}$ .

Для более наглядной оценки степени увеличения тока полной погрешности в переходном режиме удобно выразить  $i_{пер}$  в долях амплитуды тока полной погрешности установившегося режима. При  $\alpha_1 = 90^\circ$

$$i_{св} = \frac{i_{св}}{I_{1m}} \frac{100}{\epsilon} = \left( \sin(\delta_\tau + \varphi_\Sigma) + \frac{100}{\epsilon} \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_\Sigma - \tau_1} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_\Sigma}\right) - \frac{100}{\epsilon} \frac{\tau_\Sigma - \tau_2}{\tau_\Sigma - \tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right).$$

Для ТТ наиболее типичным значением полной погрешности в установившемся режиме является  $\epsilon \approx 10\%$ .

При этом

$$\omega\tau_2 = 10 \sqrt{1 + (\omega\tau_2)^2} = 10 \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_2};$$

$$i_{\text{св}} = \left( \sin(\delta_T + \varphi_2) + 10 \frac{\omega\tau_1 - \operatorname{tg} \varphi_2}{\omega\tau_2 - \omega\tau_1} \right) \exp\left(-\frac{\omega t}{\omega\tau_2}\right) - 10 \frac{\omega\tau_2 - \omega\tau_1}{\omega\tau_2 - \omega\tau_1} \exp\left(-\frac{\omega t}{\omega\tau_1}\right).$$

Если  $\varphi_2 = 0$ , то

$$i_{\text{св}} = \left( 0,1 + \frac{\omega\tau_1}{1 - \frac{\omega\tau_1}{10}} \right) \exp\left(-\frac{\omega t}{10}\right) - \frac{10}{1 - \frac{\omega\tau_1}{10}} \exp\left(-\frac{\omega t}{\omega\tau_1}\right).$$

Если  $\varphi_2 = 45^\circ$ , то

$$i_{\text{св}} = \left( 0,75 + 0,7 \frac{\omega\tau_1 - 1}{1 - \frac{\omega\tau_1}{14}} \right) \exp\left(-\frac{\omega t}{14}\right) - \frac{9}{1 - \frac{\omega\tau_1}{14}} \exp\left(-\frac{\omega t}{\omega\tau_1}\right).$$

На рис. 2-7 построены рассчитанные по этим формулам графики изменения во времени тока  $i_{\text{св}}$  при  $\tau_1 = 0,1$  и  $0,02$  с.

Графики имеют характерную форму: свободный ток полной погрешности с течением времени снижается, переходит через нуль, меняет свой знак и только после этого постепенно затухает до нуля. Графики показывают, что на начальном этапе к. з. возможно значительное возрастание тока полной погрешности по сравнению с амплитудой тока полной погрешности в установившемся режиме (в несколько раз). На по-

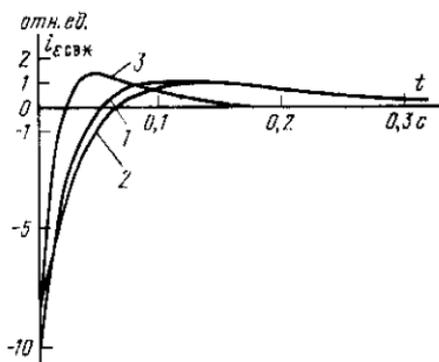


Рис. 2-7. Графики относительных свободных токов полной погрешности линейного ТТ после замыкания первичной цепи ( $\tau_2 = 0,03$  с и  $\varepsilon = 10\%$ ).

1 —  $\varphi_2 = 0$ ,  $\tau_1 = 0,1$  с; 2 —  $\varphi_2 = 45^\circ$ ,  $\tau_1 = 0,1$  с; 3 —  $\varphi_2 = 0^\circ$ ,  $\tau_1 = 0,02$  с.

следующем этапе после перехода тока через нуль трудно ожидать большой кратности тока полной погрешности в переходном режиме.

Следует отметить, что относительный свободный ток полной погрешности получается тем меньше, чем больше полная погрешность в установившемся режиме. В пределе  $\epsilon=90\%$ , при этом формула для расчета  $i_{\Sigma, \text{св}}$  имеет следующий вид (при  $\varphi_2=0$ ):

$$i_{\Sigma, \text{св}} \approx \left( 1 - 1,1 \frac{1}{1 - \frac{0,48}{\omega\tau_1}} \right) \exp\left(-\frac{\omega t}{0,48}\right) + 1,1 \frac{0,48}{\omega\tau_1 - 0,48} \exp\left(-\frac{\omega t}{\omega\tau_1}\right).$$

При этом даже в начальный период к. з. ток  $i_{\Sigma, \text{св}}$  получается значительно меньше 1. Большое значение намагничивающего тока в установившемся режиме характерно для ТР. У ТР при прочих равных условиях получается значительно меньший относительный свободный ток полной погрешности, что относится к его достоинствам.

Вторичное напряжение ТР можно представить в виде суммы вторичного напряжения установившегося режима  $u_{2\text{уст}}$  и свободного вторичного напряжения  $u_2 = u_{2\text{уст}} + u_{2\text{св}}$ .

Вторичное напряжение установившегося режима определяется реакцией вторичной нагрузки на вторичный ток установившегося режима:

$$u_{2\text{уст}} = r_{\text{н}} \left( i_{2\text{уст}} + \tau_{\text{н}} \frac{di_{2\text{уст}}}{dt} \right),$$

где  $\tau_{\text{н}} = L_{\text{н}}/r_{\text{н}}$  — постоянная времени вторичной нагрузки.

Свободное вторичное напряжение определяется реакцией нагрузки на свободный вторичный ток:

$$u_{2\text{св}} = r_{\text{н}} \left( i_{2\text{св}} + \tau_{\text{н}} \frac{di_{2\text{св}}}{dt} \right).$$

При  $\alpha_1 = 90^\circ$  составляющие вторичного напряжения:

$$u_{2\text{уст}} = I_{12m} \frac{\omega(\tau_{\Sigma} - \tau_2)}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\Sigma})^2}} z_{\text{н}} \cos(\omega t + \delta_{\text{р}} + \varphi_{\text{н}});$$

$$u_{2\text{св}} = I_{12m} r_{\text{н}} \left[ \left( \sqrt{\frac{1 + (\omega\tau_2)^2}{1 + (\omega\tau_{\Sigma})^2}} \sin(\delta_{\text{р}} + \varphi_{\text{н}}) + \right. \right.$$

$$\left[ + \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \left( 1 - \frac{\tau_{11}}{\tau_2} \right) \exp \left( -\frac{t}{\tau_2} \right) - \frac{\tau_2 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \left( 1 - \frac{\tau_{11}}{\tau_1} \right) \exp \left( -\frac{t}{\tau_1} \right) \right].$$

Если вторичная нагрузка ТР согласована, т. е.  $\tau_{11} = \tau_2$ , то

$$z_{11} = r_{11} \sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}; \quad \delta_p + \varphi_{11} = 90^\circ.$$

При этом

$$u_{2уст} = I_{12m} \omega L_{02} \frac{r_{11}}{R_2} \sin \omega t;$$

$$u_{2св} = I_{12m} r_{11} \frac{\tau_2 - \tau_2}{\tau_1} \exp \left( -\frac{t}{\tau_1} \right).$$

Далее производится анализ ТР с согласованной нагрузкой.

Обычно ТР рассматривается как измерительный преобразователь только установившейся составляющей тока, в данном случае — первичного тока установившегося режима. Поэтому свободное вторичное напряжение вызывает в переходном режиме дополнительную погрешность. Для оценки этой погрешности выразим  $u_{2св}$  в долях амплитуды вторичного напряжения установившегося режима.

Как известно, у ТР постоянные времени  $\tau_2$  и  $\tau_2$  очень малы, угол  $\varphi_2 \approx 0$ , а угол  $\delta_p = 90^\circ - \delta_T \approx 0$ . При этом с достаточной для практики точностью можно пользоваться следующим выражением для относительного вторичного свободного напряжения:

$$u_{2*св} = u_{2св} / u_{2макс} = \frac{1}{\omega \tau_1} \exp \left( -t / \tau_1 \right).$$

Это напряжение затухает с постоянной времени первичной цепи и имеет начальное значение, пропорциональное  $1 / \omega \tau_1$ . При  $\tau_1 \geq 33$  мс даже его начальное значение не превышает 0,1. Большое начальное значение  $u_{2*св}$  возможно только при очень малой постоянной времени  $\tau_1$ , но тогда  $u_{2св}$  очень быстро затухает.

На рис. 2-8 построено семейство функций  $\frac{1}{\omega \tau_1} \times \exp \left( -\frac{t}{\tau_1} \right) = f(t)$  для разных  $\tau_1$ , при  $\omega = 314$  рад/с.

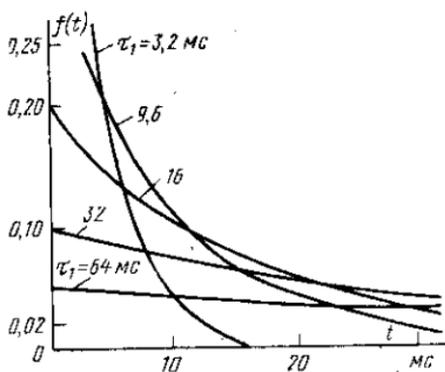


Рис. 2-8. Семейство функций

$$f(t) = \frac{1}{314\tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right).$$

Если в установившемся режиме ТТ полная погрешность равна  $\varepsilon$ , то для принятых допущений при  $\alpha_1=90^\circ$  намагничивающий ток, выраженный в долях амплитуды первичного тока установившегося режима,

$$i_{0*} = \frac{i_{02}}{I_{12m}} = \frac{\varepsilon}{100} \sin(\omega t + \delta_r + \varphi_2) + \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) - \left(\frac{\varepsilon}{100} \sin(\delta_r + \varphi_2) + \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1}\right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right).$$

При этом

$$\tau_2 = \frac{100}{\varepsilon\omega} \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_2 - \left(\frac{\varepsilon}{100}\right)^2};$$

$$\tau_2 = \frac{1}{\omega} \operatorname{tg} \varphi_2.$$

Следовательно, если заданы  $\varepsilon$  в установившемся режиме и  $\tau_1$ , то характер изменения намагничивающего тока в переходном режиме зависит только от  $\varphi_2$ .

При  $\varphi_2=0$ ,  $\omega=314$  рад/с и  $\varepsilon < 30\%$  с достаточной для практики точностью можно принять, что

$$i_{0*} = \frac{\varepsilon}{100} \sin\left(\omega t + \frac{\varepsilon}{100}\right) + \frac{\omega\tau_1}{\varepsilon - \omega\tau_1} \left[ \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) - \exp\left(-\omega t \frac{\varepsilon}{100}\right) \right].$$

Практически при любом возможном значении  $\tau_1$  напряжение  $u_{2*св}$  спустя 20 мс после начала процесса не превышает 0,06.

Таким образом, в рассматриваемом переходном режиме у ТР можно ожидать значительно меньших переходных погрешностей, чем у ТТ. Поэтому трансреактор как измерительный преобразователь для быстродействующих устройств релейной защиты или автоматики обладает определенными преимуществами перед ТТ.

Первый член в правой части этого выражения есть относительный намагничивающий ток установившегося режима, а второй член — свободный намагничивающий ток, выраженный в долях амплитуды первичного тока установившегося режима (относительный свободный намагничивающий ток).

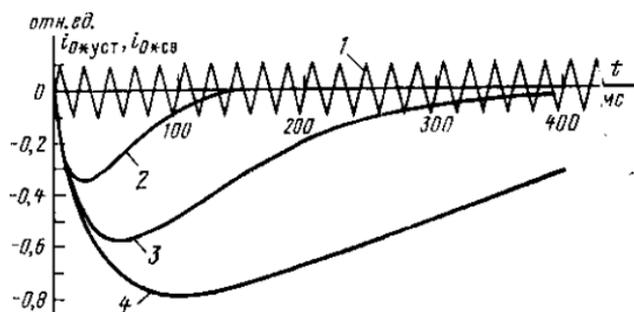


Рис. 2-9. Графики составляющих намагничивающего тока линейного ТТ в переходном режиме после замыкания первичной цепи.  
 1 —  $i_{0*уст}$ ; 2 —  $i_{0*св}$  при  $\tau_1 = 20$  мс; 3 —  $i_{0*св}$  при  $\tau_1 = 100$  мс; 4 —  $i_{0*св}$  при  $\tau_1 = 500$  мс.

На рис. 2-9 построены рассчитанные по этому выражению графики составляющих намагничивающего тока при  $\epsilon = 10\%$  для трех значений постоянной времени первичной цепи: 20, 100 и 500 мс.

После замыкания первичной цепи  $i_{0*св}$  постепенно увеличивается до значения, существенно превышающего амплитуду намагничивающего тока в установившемся режиме, затем постепенно снижается до нуля.

Максимальное значение свободного относительного намагничивающего тока  $i_{0*св.макс}$  и время  $t_m$ , когда этот ток устанавливается, возрастают по мере увеличения постоянной времени первичной цепи. При  $\tau_1 = 500$  мс и  $\epsilon = 10\%$  получаются  $t_m \approx 100$  мс, а  $i_{0*св.макс} \approx 0,78$ , т. е. в 7,8 раза больше, чем амплитуда намагничивающего тока в установившемся режиме.

При  $\varphi_2 > 0$  и прочих равных условиях значение  $i_{0*св.макс}$  несколько меньше, чем при  $\varphi_2 = 0$ . Поэтому приведенное выше выражение дает наибольшее значение намагничивающего тока в переходном режиме при данных  $\epsilon$  и  $\tau_1$ .

Формулу для расчета  $i_{0*св.макс}$  можно получить обычным путем, приравняв нулю первую производную переходного намагничивающего тока:

$$i_{0*св.макс} = \frac{\omega\tau_1}{\frac{100}{\epsilon} - \omega\tau_1} \left( \exp\left(-\frac{t_m}{\tau_1}\right) - \exp\left(-\omega t_m \frac{\epsilon}{100}\right) \right),$$

где

$$t_m = \frac{\tau_1 \cdot \tau_\Sigma}{\tau_1 - \tau_\Sigma} \ln \frac{\tau_1}{\tau_\Sigma} \approx \frac{\tau_1}{\omega\tau_1 \frac{\epsilon}{100} - 1} \ln \left( \omega\tau_1 \frac{\epsilon}{100} \right).$$

Максимальная индукция в магнитопроводе линейного ТТ пропорциональна амплитуде намагничивающего тока. В установившемся режиме амплитуда индукции

$$B_{\text{макс.уст}} = K_B \frac{\epsilon}{100} I_{12m},$$

где  $K_B$  — коэффициент пропорциональности, зависящий от конструктивных данных ТТ.

В переходном режиме амплитуда индукции достигает значения

$$\begin{aligned} B_{\text{макс.пер}} &= K_B \left( \frac{\epsilon}{100} + I_{0\text{жсв.макс}} \right) I_{12m} = \\ &= B_{\text{макс.уст}} \left( 1 + \frac{100}{\epsilon} i_{0\text{жсв.макс}} \right). \end{aligned}$$

## 2-5. ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ПОСЛЕ РАЗМЫКАНИЯ ПЕРВИЧНОЙ ЦЕПИ

Размыкание первичной цепи возможно, вообще говоря, в любой момент времени, но наиболее вероятно, что размыкание первичной цепи произойдет в момент перехода первичного тока через нуль. Этот случай и рассматривается далее. Приняты те же допущения, что и в предыдущем параграфе. Расчетная схема замещения соответствует рис. 3-8. В предшествующем режиме ключ  $K$  замкнут, в первичной цепи в схеме замещения ТТ режим установившийся, начальная фаза первичного тока  $\alpha_1=0$ .

Размыкание первичной цепи происходит в момент  $t=0$ . При этом во вторичной и в ветви намагничивания возникают свободные токи  $i_{2\text{жсв}} = -i_{02\text{жсв}}$ , затухающие с постоянной времени  $T_z$ .

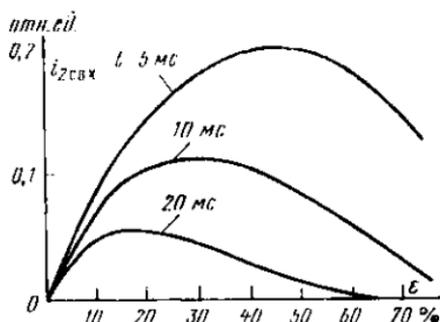
Начальное значение вторичного свободного тока равно  $i_{2\text{макс}} \sin \delta_T$ .

Для оценки влияния свободного вторичного тока на ИПР, включенные во вторичную цепь ТТ, целесообразно выражать этот ток в долях  $i_{2\text{макс}}$ . При этом

$$i_{2\text{жсв}} = \frac{i_{2\text{сз}}}{i_{2\text{макс}}} = \sin \delta_T \exp(-\omega t \operatorname{tg} \delta_T).$$

Свободный (относительный) вторичный ток зависит только от угловой погрешности  $\delta_T$ . С увеличением  $\delta_T$  начальное значение свободного тока возрастает, но зато он затухает быстрее.

Как известно, при принятых допущениях и  $\varphi_2=0$  угловая погрешность однозначно связана с  $\varepsilon$ . Поэтому свободный вторичный ток в любой заданный момент времени однозначно связан с  $\varepsilon$ .



На рис. 2-10 построены зависимости относительного вторичного свободного тока от  $\varepsilon$  через 5, 10 и 20 мс после размыкания первичной цепи. Принято  $\varphi_2=0$ , т. е. наиболее сильная зависимость  $\delta_T$  от  $\varepsilon$ . Эти кривые показывают, что в различные заданные моменты времени наибольшие значения  $i_{2*св}$  получаются при различных значениях  $\varepsilon$ .

Рис. 2-10. Зависимости относительного свободного вторичного тока линейного ТТ от полной погрешности.

$t$  — время после размыкания первичной цепи.

При этом наибольшее возможное значение  $i_{2*св}$  составляет 0,2 через 5 мс после отключения, 0,11 через 10 мс после отключения и около 0,06 через 20 мс после отключения.

Вторичное свободное напряжение после отключения

$$u_{2св} = r_{11} i_{2св} + L_{11} \frac{di_{2св}}{dt} = I_{2m} \sin \delta_T r_{11} \left(1 - \frac{\tau_{11}}{\tau_Y}\right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_Y}\right)$$

или в долях от  $U_{2m}$ :

$$u_{2*св} = \frac{u_{2св}}{U_{2m}} = \sin \delta_T \cos \varphi_{11} \left(1 - \frac{\tau_{11}}{\tau_Y}\right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_Y}\right).$$

Отсюда следует, что у ТР с согласованной нагрузкой ( $\tau_{11} = \tau_Y$ ) свободное вторичное напряжение равно нулю, т. е. сразу после отключения первичного тока вторичное напряжение снижается до нуля. В этом состоит одно из достоинств линейного ТР по сравнению с линейным ТТ.

## 2-6. СРАВНЕНИЕ ТТ И ТРАНСРЕАКТОРА НА МАГНИТОПРОВОДЕ С ЗАЗОРОМ

Принято, что магнитопроводы ТТ и ТР имеют одинаковые габариты и одинаковые индукции насыщения  $B_s$ , но зазоры у них могут быть различны. Числа витков первичных и вторичных обмоток одинаковы, причем  $\omega_1 = \omega_2$ . Поэтому активные сопротивления вторичных обмоток  $r_{вт}$  одинаковы. Индуктивности рассеяния вторичных обмоток не учитываются. Нагрузки ТТ и ТР чисто активные и равны соответственно  $r_{н.т}$  и  $r_{н.р}$ .

Сопротивления нагрузки и зазоры выбираются такими, чтобы в расчетном режиме избежать насыщения

магнитопровода. Для этого амплитуда индукции в расчетном режиме должна быть равна (не более)  $B_s$ . При изменении индукции в пределах  $\pm B_s$  характеристика намагничивания ТТ или ТР вида  $B(i_0)$  считается прямолинейной. При  $B=B_s$  мгновенный намагничивающий ток  $i_0=i_s$ ; значение  $i_s$  зависит от зазора — чем больше зазор, тем больше  $i_s$ . Зазор выбирается таким, чтобы в расчетном режиме амплитуда намагничивающего тока  $i_{0\text{макс}}=i_s$ . При этом индуктивное сопротивление ветви намагничивания в схеме замещения  $x_0$  в омах зависит только от зазора или от  $i_s$ . При частоте 50 Гц

$$x_0 = 314 \frac{B_s}{i_{0\text{макс}}} \omega_s Q_\Phi.$$

Принято, что в установившемся режиме у ТТ без витковой коррекции  $\epsilon=10\%$ . Поэтому

$$r_{\text{н.т}} \approx 0,1 x_{0\text{т}} - r_{\text{вт}},$$

где  $x_{0\text{т}}$  — значение  $x_0$  у ТТ.

Принято, что у ТР в установившемся режиме действующее значение вторичного тока  $I_{2\text{р}}=0,1 I_1$ . Поэтому

$$r_{\text{н.р}} \approx 10 x_{0\text{р}} - r_{\text{вт}},$$

где  $x_{0\text{р}}$  — значение  $x_0$  у ТР.

При этом у ТТ и ТР обеспечиваются одинаковые угловые погрешности.

Вторичный ток ТТ в установившемся режиме

$$I_{2\text{т}} = \sqrt{I_1^2 - I_{0\text{т}}^2} \approx I_1.$$

Вторичное напряжение ТТ в установившемся режиме

$$U_{2\text{т}} = \frac{0,1 r_{\text{н.т}} x_{0\text{т}} I_1}{r_{\text{н.т}} + r_{\text{вт}}}.$$

Вторичная мощность ТТ в установившемся режиме

$$S_{2\text{т}} = U_{2\text{т}} I_{2\text{т}} = 0,1 I_1^2 (x_{0\text{т}} - 10 r_{\text{вт}}).$$

Намагничивающий ток ТР в установившемся режиме

$$I_{0\text{р}} = \sqrt{I_1^2 - I_{2\text{р}}^2} \approx I_1.$$

Вторичное напряжение ТР в установившемся режиме

$$U_{2\text{р}} = \frac{r_{\text{н.р}} x_{0\text{р}} I_1}{r_{\text{н.р}} + r_{\text{вт}}}.$$

Вторичная мощность ТР в установившемся режиме

$$S_{2\text{р}} = U_{2\text{р}} I_{2\text{р}} = 0,1 I_1^2 (x_{0\text{р}} - 0,1 r_{\text{вт}}).$$

При этом соотношение мощностей ТТ и ТР

$$S_{2P} = S_{2T} \frac{x_{0P} - 0,1r_{BT}}{x_{0T} - 10r_{BT}}$$

Если при выборе зазора расчетным является установившийся режим, то у ТР расчетное значение  $i_{0\text{макс}}$  в 10 раз больше, чем у ТТ. Поэтому  $x_{0P} = 0,1x_{0T}$ , а соотношение мощностей ТТ и ТР

$$S_{2P} = S_{2T} \frac{0,1(x_{0T} - r_{BT})}{x_{0T} - 10r_{BT}}$$

В данном случае вторичная мощность ТР всегда меньше, чем ТТ, но поскольку у ТР значительно (примерно в 10 раз) меньший вторичный ток, то значительно меньшая и потеря мощности в соединительных проводах между вторичной обмоткой и приборами (реле), обрабатывающими измерительную информацию о первичном токе.

Соотношение мощностей ТТ и ТР, получаемых на зажимах приборов, обрабатывающих измерительную информацию:

$$S'_{2P} = S'_{2T} \frac{0,1(x_{0T} - r_{BT} - r_{II})}{x_{0T} - 10(r_{BT} + r_{II})}$$

где  $r_{II}$  — сопротивление соединительных проводов.

Сопротивление соединительных проводов значительно сильнее влияет на мощность  $S'_{2T}$ , получаемую на выводах приборов от ТТ, чем на мощность  $S_{2P}$ , получаемую на выводах приборов от ТР. Поэтому чем больше  $r_{II}$ , тем меньше разница между  $S'_{2P}$  и  $S'_{2T}$ . Например, если  $r_{BT} + r_{II} = 0$ , то мощность, получаемая от ТР, в 10 раз меньше, чем мощность, получаемая от ТТ (в установившемся режиме). Если же  $r_{BT} + r_{II} = 0,08x_{0T}$ , то  $S'_{2P} \approx \frac{1}{2}S'_{2T}$ .

Если при выборе зазора расчетным является переходный режим, то значения  $i_{0\text{макс}}$  у ТТ и ТР получаются практически одинаковыми, причем даже большими, чем у ТР в установившемся режиме при той же составляющей тока установившегося режима. Поэтому и зазоры получаются одинаковыми. При этом

$$x_{0P} = x_{0T} = x_0; \\ S'_{2P} = S'_{2T} \frac{x_0 - 0,1(r_{BT} + r_{II})}{x_0 - 10(r_{BT} + r_{II})}$$

В данном случае уже при  $r_{вт} + r_{п} = 0$  ТТ и ТР равноценны по мощности, а с увеличением  $r_{вт} + r_{п}$  соотношение мощностей растет в пользу ТР. Например, уже при  $r_{вт} + r_{п} = 0,05x_0 S'_{2р} = 2S'_{2т}$ .

Поэтому если при помощи зазора исключается насыщение в переходном режиме, то на магнитопроводе с зазором целесообразнее выполнять не ТТ, а ТР.

Следует также отметить, что в данном случае у ТР постоянная времени  $\tau_2$  в 100 раз меньше, чем у ТТ.

Поэтому внутренние переходные процессы затухают в ТР чрезвычайно быстро — в течение долей периода промышленной частоты, а аperiodические составляющие вторичного напряжения, обусловленные аperiodическими составляющими первичного тока, либо очень быстро затухают (при малых постоянных времени первичной цепи), либо имеют весьма малый удельный вес (при больших постоянных времени первичной цепи).

К недостаткам ТР относится то, что он подчеркивает высшие гармонические составляющие первичного тока.

## ГЛАВА ТРЕТЬЯ

### РЕЖИМЫ РАБОТЫ НЕЛИНЕЙНОГО ДВУХОБОМОТЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА

#### 3-1. РАСЧЕТ УСТАНОВИВШЕГОСЯ РЕЖИМА ПО МЕТОДУ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СИНУСОИД

У нелинейного ТТ из-за нелинейности схемы замещения формы кривых вторичных токов и вторичных напряжений в той или иной степени искажены даже в установившемся режиме при синусоидальном первичном токе. Если при синусоидальном первичном токе  $A_2 > 1$ , то искажения форм кривых вторичного тока и вторичного напряжения невелики и установившийся режим можно рассчитывать по методу эквивалентных синусоид. Особенность метода состоит в том, что независимо от истинных форм кривых токов и напряжений все рассчитываемые величины считаются синусоидальными и эквивалент-

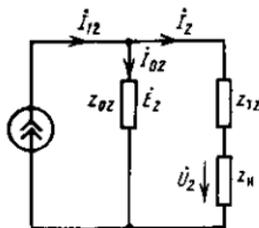


Рис. 3-1. Комплексная Г-образная схема замещения.

ными по действующим значениям истинным токам и напряжениям.

Расчет установившегося режима по методу эквивалентных синусоид ведется по комплексной схеме замещения, приведенной на рис. 3-1. При расчетах принимается, что зависимость  $I_{02}$  от  $E_2$  отображается эффективной характеристикой х. х., снятой при синусоидальной э. д. с. Модуль сопротивления ветви намагничивания

$$z_{02} = E_2 / I_{02},$$

где  $E_2$  и  $I_{02}$  — координаты характеристики х. х.

Угол  $\varphi_0$  ветви намагничивания определяется по удельной угловой характеристике х. х., изображающей зависимость угла потерь в магнитопроводе  $\psi_0$  от  $E_{уд}$  с допущением, что  $\varphi_0 = 90^\circ - \psi_0$ .

Удельную угловую характеристику можно построить, располагая удельной эффективной характеристикой х. х. и характеристикой зависимости удельных потерь в стали магнитопровода от амплитуды индукции. Для этого задаются различными значениями  $E_{уд}$  и для каждого значения находят соответствующее ему значение угла потерь. Порядок расчета угла потерь, соответствующего данному  $E_{уд}$  при частоте 50 Гц, следующий.

Для данного значения  $E_{уд}$  по удельной эффективной характеристике х. х. находится удельный намагничивающий ток  $I_{0уд}$  и определяется амплитуда индукции,  $T$ ,

$$B_m = \frac{E_{уд}}{222}.$$

Далее по характеристике удельных потерь находятся удельные потери  $P_{уд}$ , Вт/кг, соответствующие данному значению  $B_m$ .

Далее угол потерь находится из выражения

$$\sin \psi_0 = \frac{7,8 P_{уд}}{E_{уд} I_{0уд}} 10^3.$$

Одновременно можно найти удельные значения модуля полного сопротивления ветви намагничивания и активного сопротивления потерь, Ом/м:

$$z_{0уд} = \frac{E_{у\kappa}}{I_{0уд}};$$

$$r_{0уд} = \frac{z_{0уд}}{\sin \psi_0}.$$

На рис. 3-2 приведены удельные характеристики ленточного магнитопровода из стали 3413 толщиной 0,35 мм, причем  $E_{уд} = 400$  В/м<sup>2</sup> соответствует  $A_z = 1$ . Как видно из приведенных зависимостей, при  $A_z \leq 1$  угол потерь

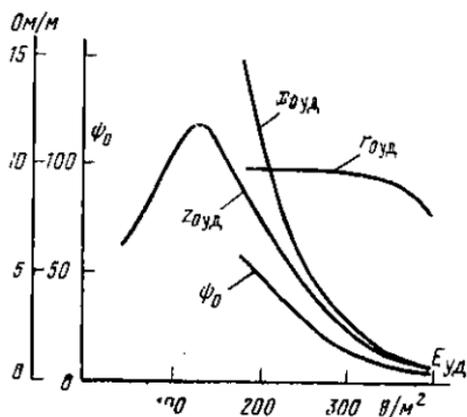


Рис. 3-2. Удельные характеристики ветви намагничивания ТТ с ленточным магнитопроводом из стали 3413 (Э330), 0,35 мм.

вторичной обмотки и от частоты первичного тока  $Z_{T2} = r_{вт} + j\omega L_{T2}$ .

При этом комплексное сопротивление вторичной ветви в схеме замещения

$$Z_2 = Z_H + Z_{T2} = z_2 \exp(j\varphi_2),$$

где  $Z_H$  — комплексное сопротивление нагрузки.

Если сопротивление нагрузки линейно, то при данной нагрузке и данной частоте  $E_2$  зависит только от вторичного тока. При этом вторичный намагничивающий ток однозначно связан со вторичным током.

Величина  $a_0 = z_2 / z_{02} = I_{02} / I_2$  далее называется коэффициентом х. х. Значение  $a_0$  зависит от сопротивления нагрузки, вторичного тока и частоты.

Комплексное действующее значение первичного тока, приведенного к числу витков вторичной обмотки,

$$I_{12} = I_2 + I_{02} = I_2 (1 + a_0 \exp(-j\varphi_2)),$$

где  $\varphi_2 = \varphi_0 - \varphi_1 = 90 - (\varphi_2 + \psi_0)$  — угол сдвига фаз вторичного и намагничивающего токов.

На рис. 3-3 приведена векторная диаграмма токов и напряжений, приведенных к числу витков вторичной обмотки. Вторичный намагничивающий ток состоит из активного тока  $I_{a2}$ , совпадающего по фазе с  $E_2$ , и из

весьма мал (не более  $5^\circ$ ), поэтому потерями в магнитопроводе можно пренебрегать.

Нелинейность ТТ учитывается тем, что комплексное сопротивление ветви намагничивания  $Z_{02} = z_{02} \exp(j\varphi_0)$  зависит от  $E_2$ , а точнее, от амплитуды индукции основного магнитного поля.

Комплексное сопротивление  $Z_{T2}$  зависит от значений активного сопротивления и индуктивности рассеяния

реактивного, отстающего от  $E_2$  на угол  $90^\circ - \psi_0$ . Если нагрузка ТТ задана, то тем самым задан и угол  $\varphi_2$ . При этом угловая погрешность зависит от угла потерь в магнитопроводе и получается равной нулю при  $\psi_0 = 90^\circ - \varphi_2$ .

Поэтому у нелинейного ТТ можно уменьшить до нуля угловую погрешность при конечном активном сопротивлении вторичной ветви.

Из схемы замещения следует, что комплексные действующие значения вторичного тока и намагничивающего тока можно записать следующим образом:

$$i_2 = i_{12} / (1 + a_0 \exp(-j\varphi_\Sigma));$$

$$i_0 = i_1 \frac{Z_2}{Z_{02} + Z_2} = i_1 \frac{a_0 \exp(-j\varphi_\Sigma)}{1 + a_0 \exp(-j\varphi_\Sigma)}.$$

При этом относительный намагничивающий ток

$$I_{0*} = \frac{i_0}{i_1} = \frac{a_0}{\sqrt{1 + a_0^2 + 2a_0 \cos \varphi_\Sigma}}.$$

Если измерению подлежит полный первичный ток, то комплексный действующий ток полной погрешности (см. § 1-3)

$$i_s = i_1 (\sigma_b - a_0 \exp(-j\varphi_\Sigma)) / (1 + a_0 \exp(-j\varphi_\Sigma)).$$

При этом полная погрешность,  $\%_0$ ,

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{\sigma_b^2 + a_0^2 - 2\sigma_b a_0 \cos \varphi_\Sigma}{1 + a_0^2 + 2a_0 \cos \varphi_\Sigma}} 100.$$

Угловая погрешность

$$\delta_T = \operatorname{arctg} \frac{a_0 \sin \varphi_\Sigma}{1 + a_0 \cos \varphi_\Sigma}.$$

Токовая погрешность,  $\%_0$ ,

$$i_T = \left( \sigma_b + \frac{1}{\sqrt{1 + a_0^2 + 2a_0 \cos \varphi_\Sigma}} - 1 \right) 100.$$

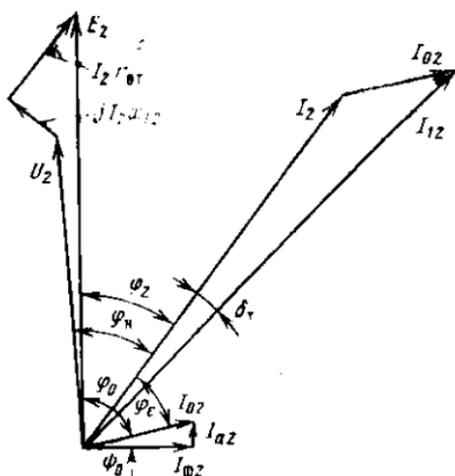


Рис. 3-3. Векторная диаграмма двухобмоточного ТТ.

Таким образом, в данном случае все виды погрешностей ТТ при данной витковой коррекции зависят только от двух параметров схемы замещения:  $a_0$  и  $\varphi_{\Sigma}$ . Это обстоятельство позволяет строить универсальные характеристики погрешностей, изображающие зависимости той или иной погрешности от  $a_0$  при данных  $\sigma_{\Sigma}$  и  $\varphi_{\Sigma}$ .

На рис. 3-4 приведены рассчитанные по приведенным формулам некоторые универсальные характеристики токовой и полной погрешностей при  $\sigma_{\Sigma}=0$ . Такие харак-

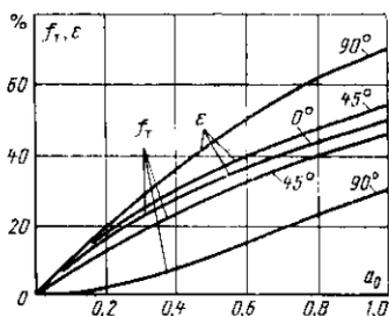


Рис. 3-4. Универсальные характеристики токовой и полной погрешности в установившемся режиме при  $A_2 > 1$ ,  $\sigma_{\Sigma}=0$ .

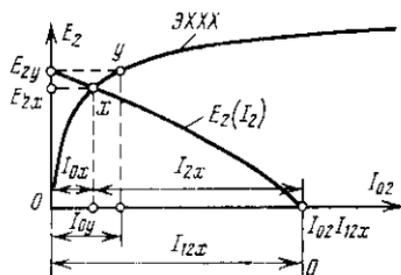


Рис. 3-5. К расчету намагничивающего тока по упрощенному методу эквивалентных синусоид.

теристики позволяют упростить расчеты погрешностей. Для расчета необходимо располагать вторичной эффективной характеристикой  $x$ ,  $x$ , и значениями  $r_{\text{вт}}$  и  $x_{T2}$ . При расчете задаются сопротивлением нагрузки и вторичным током. Сначала определяют  $z_2$ ,  $\varphi_2$  и  $E_2=z_2 I_{22}$ . Затем по характеристике  $x$ ,  $x$  находят значение  $I_{02}$ , соответствующее данному  $E_2$ , и определяют  $a_0=I_{02}/I_2$ .

Угол  $\varphi_{\Sigma}=90^\circ - \varphi_2 + \varphi_0$ .

Значение угла потерь определяется по удельной характеристике потерь, как указано выше.

С учетом того, что точно определить угол потерь затруднительно, на практике нередко применяют упрощенные варианты метода эквивалентных синусоид. Упрощение состоит в том, что принимается наиболее неблагоприятное значение угла  $\varphi_{\Sigma}$ .

При расчете токовой погрешности по упрощенному варианту принимают, что все токи совпадают по фазе, а витковая коррекция равна нулю.

Если задан первичный ток  $I_1 = I_{1x}$ , то соответствующие ему вторичный и намагничивающий токи могут быть найдены путем следующих построений (рис. 3-5). В координатах характеристики х. х. строится вольт-амперная характеристика ветви вторичного тока  $E_2(I_2)$ , причем значения  $I_2$  откладываются на оси токов  $I_{02}$  от точки с абсциссой

$$I_{02} = \frac{w_1}{w_2} I_{1x} = I_{12x}$$

в сторону начала координат. Искомые токи  $I_{2x}$ ,  $I_{02x}$  и э. д. с.  $E_2$  определяются как координаты точки  $x$  пересечения обеих характеристик. При этом

$$f_F = - \frac{I_{02x}}{I_{12x}} 100 \text{ \%}$$

В большинстве случаев истинное значение угла  $\varphi_\Sigma$  лежит между 0 и 90°. Поэтому значение  $f_F$ , рассчитанное по упрощенному методу, равно наибольшему возможному значению и в той или иной степени превышает истинное значение  $f_F$ . Соответственно оказывается преувеличенной и токовая погрешность  $f_T$ .

При  $\varphi_\Sigma = 0$ , т. е. в условиях максимума погрешности м. д. с. (при данных значениях  $I_{12}$  и  $z_2$ ), относительный намагничивающий ток имеет минимальное значение. Максимальное значение намагничивающего тока получается при максимальном значении угла  $\varphi_\Sigma$ . Поэтому при расчете  $I_{02}$  и  $\epsilon$  по упрощенному варианту метода эквивалентных синусоид принимается максимальное возможное значение угла  $\varphi_\Sigma$ .

Если погрешность м. д. с. при  $\varphi_\Sigma = 0$  не превышает 15% и  $z_2$  имеет индуктивно-активный характер, то с достаточной для практики точностью при расчете максимального значения  $I_{02}$  можно принимать  $f_F = 0$ . При этом

$$E_2 = I_{12x} z_2 = E_{2y};$$

$$I_{02} = I_{02y},$$

где  $I_{02y}$  — намагничивающий ток ТТ при э. д. с., равной  $E_{2y}$ . Он может быть определен непосредственно по характеристике х. х. как абсцисса точки  $y$ .

Найденное по описанному упрощенному варианту метода эквивалентных синусоид значение  $I_{02}$  оказывает

ся более или менее преувеличенным. Истинное значение  $I_{02}$  лежит между  $I_{02y}$  и  $I_{02x}$ .

Поскольку при принятых допущениях угол между  $I_{02}$  и  $I_2$  велик и витковая коррекция мало сказывается на полной погрешности, с достаточной для практики точностью можно принимать, что погрешность, %, определяется следующим образом:

$$\varepsilon = \frac{I_{02y}}{I_{12}} 100.$$

Что касается угловой погрешности ТТ, то при расчете режима по упрощенному методу оценивается только максимально возможное значение этой погрешности, рад, в предположении, что  $\varphi_{\Sigma} = 90^{\circ}$ :

$$\delta_{\text{Гмакс}} = \text{arctg } a_0 \approx \frac{\varepsilon}{100}.$$

Дальнейшее упрощение метода эквивалентных синусоид состоит в том, что полное сопротивление  $z_2$  вторичной ветви рассчитывается как арифметическая сумма полных сопротивлений отдельных элементов этой ветви:  $z_2 = z_{T2} + z_{\Pi} + z_{\text{р}}$ . Отсюда  $E_2 = I_2(z_{T2} + z_{\Pi} + z_{\text{р}})$ .

Нелинейным может быть, как правило, только  $z_{\text{р}}$ . Если дана вольт-амперная характеристика токовой цепи защиты  $U_{\text{р}}(I_2)$ , то ордината характеристики  $E_2(I_2)$  для данного  $I_2$  получается как сумма ординат характеристики  $U_{\text{р}}(I_2)$  и вспомогательной прямой, построенной по уравнению  $U_{\text{р}} = I_2(z_{T2} + r_{\Pi})$ .

Характеристика  $E_2(I_2)$ , построенная по указанному выше способу, идет несколько выше истинной, благодаря чему получается дополнительный запас при расчете погрешностей и  $I_{02}$ . Наибольший запас следует ожидать, когда сопротивление токовой цепи защиты чисто индуктивное и соизмеримо с сопротивлением соединительных проводов. При этом расчетное значение э. д. с. при данном вторичном токе может оказаться примерно в 1,5 раза больше истинного.

Если рассчитанные по упрощенному методу максимально возможные значения погрешностей превышают их допустимые значения, то для уточнения истинных значений погрешностей следует уточнить характеристику  $E_2(I_2)$ , а также уточнить значение суммарного угла  $\varphi_{\Sigma}$ .

В заключение отметим, что эффективная характеристика х. х., снятая при синусоидальном напряжении,

достаточно точно отображает связь между  $I_{02}$  и  $E_2$  под нагрузкой только в том случае, когда форма кривой э. д. с. под нагрузкой близка к синусоидальной.

При синусоидальном первичном токе и линейной нагрузке э. д. с. ТТ остается практически синусоидальной до тех пор, пока ТТ не насыщен, т. е. при  $A_z > 1$ . При глубоком насыщении ( $A_z < 1$ ) э. д. с. с достаточной для практики точностью можно считать синусоидальной лишь при небольших значениях  $I_{02}$  или  $\varepsilon$ . В противном случае форма кривой э. д. с. явно искажена и характеристика  $E_2(I_{02})$  заметно отличается от эффективной характеристики х. х.

Но при больших значениях  $I_{02}$ , соответствующих  $A_z < 0,9$ , характеристика  $E_2(I_{02})$  под нагрузкой идет заметно выше эффективной характеристики х. х. и погрешности ТТ, рассчитанные по методу эквивалентных синусоид, оказываются заметно преувеличенными. Поэтому при  $A_z < 0,9$  погрешности и другие режимные параметры ТТ предпочтительно рассчитывать по методу ПХН или по другому методу, позволяющему более точно учитывать нелинейность характеристики намагничивания.

### 3-2. ПРЕДЕЛЬНАЯ КРАТНОСТЬ И ХАРАКТЕРИСТИКА ПРЕДЕЛЬНОЙ КРАТНОСТИ

Предельная кратность  $K_{10}$  согласно ГОСТ равна наибольшей кратности первичного тока по отношению к номинальному в установившемся режиме и при практически синусоидальном первичном токе, при которой поставщик ТТ гарантирует, что полная погрешность  $\varepsilon$  не превзойдет 10%. Численное значение  $K_{10}$  зависит от сопротивления нагрузки  $z_n$  и угла нагрузки  $\varphi_n$ . Характеристика предельной кратности изображает зависимость  $K_{10}$  от  $z_n$  при  $\cos \varphi_n = 0,8$ .

При расчете предельной кратности токовая погрешность принимается равной нулю, т. е. вторичный ток рассчитывается по формуле  $I_2 = I_1 / n_{\text{Т.ном}}$ .

Характеристика предельной кратности строится по точкам. Для каждой точки задаются значением  $z_n$  и определяют первичный ток  $I_{1\text{доп}}$ , при котором  $\varepsilon = 10\%$ . При этом  $K_{10} = I_{1\text{доп}} / I_{1н}$ .

Полученную таким образом характеристику предельной кратности иногда корректируют по условию ограничения амплитуды индукции или вторичного напряжения.

Рассмотрим порядок расчета  $I_{1\text{доп}}$ .

По заданному значению  $z_{\text{н}}$  и известным параметрам вторичной обмотки ТТ рассчитывается сопротивление вторичной ветви при  $\cos \varphi_{\text{н}} = 0,8$ , Ом:

$$z_2 = \sqrt{(r_{\text{вт}} + 0,8z_{\text{н}})^2 + (x_{\text{т2}} + 0,6z_{\text{н}})^2}$$

и при помощи эффективной характеристики х. х. определяется значение  $I_{\text{доп}}$ , соответствующее данному  $z_2$ .

Находить  $I_{\text{доп}}$  удобно графо-аналитически при помощи вспомогательной характеристики  $I_{01}(I_1)$ , изображающей зависимость первичного намагничивающего тока от  $I_1$  при данном  $z_2$ .

Характеристика  $I_{01}(I_1)$  строится по точкам. Для каждой точки задаются значением  $I_1$ , А, и рассчитывают вторичную э. д. с., В:

$$E_2 = z_2 I_1 / n_{\text{т.ном}}$$

Затем по вторичной эффективной характеристике х. х. находят вторичный намагничивающий ток  $I_{02}$ , А, соответствующий данной  $E_2$ . При этом

$$I_{01} = n_{\text{т.ном}} I_{02}$$

Если дана не вторичная, а удельная эффективная характеристика х. х., то для данного первичного тока рассчитывают удельную э. д. с., В/м<sup>2</sup>:

$$E_{\text{уд}} = z_2 \frac{I_1}{n_{\text{т.ном}} \omega_2 Q_{\text{ж}}}$$

Затем по удельной ЭХХ находят удельный намагничивающий ток  $I_{0\text{уд}}$  [А/м] и рассчитывают ток  $I_{01}$ , А:

$$I_{01} = I_{\text{уд}} \frac{l_0}{\omega_2} n_{\text{т.ном}}$$

Значение  $I_{\text{доп}}$  находится по характеристике  $I_{01}(I_1)$  как абсцисса точки, у которой ордината равна  $I_{01} = 0,1 I_1$ . Для этого можно в тех же осях, что и характеристика  $I_{01}(I_1)$ , построить прямую  $I_{01} = 0,1 I_1$  и искомую точку найти как точку пересечения этой прямой с характеристикой  $I_{01}(I_1)$ .

На рис. 3-6 построены характеристики  $I_{01}(I_1)$  ТТ типа ТФНР-35-1000/1 для нескольких значений  $z_{\text{н}}$  и приведено графическое определение  $I_{\text{доп}}$ . Ниже приводятся значения  $I_{\text{доп}}$ , найденные описанным выше способом (числитель), и определенные экспериментально при испытании ТТ (знаменатель).

$z_{\text{н}}$ , Ом . . .	30	50
$I_{\text{доп}}$ , кА . . .	31/31	20/21

Расчетные значения  $I_{\text{доп}}$  близко совпали с опытными данными.

Следует отметить, что многие ТТ высокого напряжения, особенно опорного типа, при расчетной предельной кратности оказываются в режиме глу-

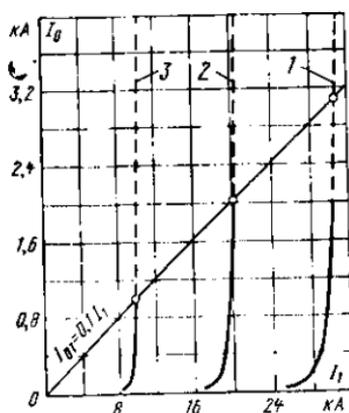


Рис. 3-6. Характеристики  $I_0(I_1)$  ТТ типа ТФНР-35-1000/1, рассчитанные по эффективной характеристике х. х.

1 —  $z_{\text{н}} = 30$  Ом,  $\cos \varphi_{\text{н}} = 0,8$ ; 2 — для  $z_{\text{н}} = 50$  Ом,  $\cos \varphi_{\text{н}} = 0,8$ ; 3 — для  $z_{\text{н}} = 99$  Ом,  $\cos \varphi_{\text{н}} = 1,0$ .

бокого насыщения. При этом характеристику предельной кратности можно рассчитать по методу ПХН.

### 3.3. ГРАФИКИ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ТОКОВ И ДРУГИХ ВЕЛИЧИН ПРИ ГЛУБОКОМ НАСЫЩЕНИИ ТТ В УСТАНОВИВШЕМСЯ РЕЖИМЕ

Из-за насыщения магнитопровода ТТ возможны значительные искажения форм кривых вторичного тока и других величин в установившемся режиме даже при синусоидальном первичном токе.

На рис. 3-7 приведены осциллограммы токов, э. д. с. к потокосцепления вторичной обмотки ТТ с чисто активной нагрузкой ( $\cos \varphi_H = 1$ ) при глубоком насыщении магнитопровода ( $A_z = 0,4$ ) и практически синусоидальном первичном токе.

В данном случае в начале каждого полупериода первичного тока кривая вторичного тока практически подобна кривой первичного тока, а намагничивающий ток очень мал. В это время происходит перемагни-

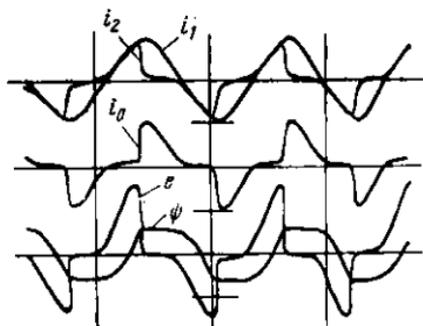


Рис. 3-7. Осциллограмма токов, э. д. с. и потокосцепления при глубоком насыщении ТТ ( $A_z = 0,4$ ),  $\cos \varphi_H = 1$ ,  $f_F = -40\%$ .

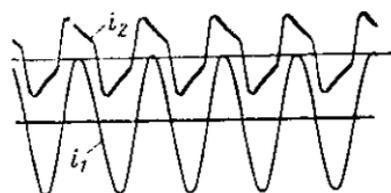


Рис. 3-8. Осциллограмма первичного и вторичного токов ТТ при глубоком насыщении ( $A_z = 0,5$ ),  $\cos \varphi_H = 0,4$ ,  $f_F = -46\%$ ,  $\epsilon = 52\%$ .

чивание ТТ, т. е. изменение потокосцепления вторичной обмотки. Перед концом каждого полупериода изменение основного потокосцепления прекращается, т. е. наступит насыщение магнитопровода. При этом вторичный ток и э. д. с. быстро снижаются почти до нуля, а намагничивающий ток столь же быстро возрастает до значения, близкого к первичному току. После начала очередного полупериода первичного тока процесс повторяется.

На рис. 3-8 приведена осциллограмма вторичного тока также при глубоком насыщении ТТ ( $A_2=0,5$ ) и синусоидальном первичном токе, но для смешанной активно-индуктивной нагрузки с  $\cos \varphi_H=0,4$ . Она отличается от предыдущей тем, что на интервалах насыщенного состояния магнитопровода вторичный ток затухает сравнительно медленно. Соответственно медленнее нарастает и намагничивающий ток.

У графиков мгновенных токов и других величин при глубоком насыщении магнитопровода ТТ ось времени

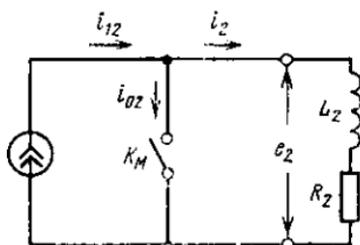


Рис. 3-9. Схема замещения ТТ при ПХН-аппроксимации характеристики намагничивания.

можно разбить на интервалы ненасыщенного состояния и интервалы насыщенного состояния ТТ. На интервалах ненасыщенного состояния форма кривой вторичного тока мало искажена, а намагничивающий ток мал. На интервалах насыщенного состояния вторичная э. д. с. близка к нулю. Поэтому в случае активно-индуктивной нагрузки ТТ мгновенный вторичный ток затухает при-

близительно по экспоненциальному закону с постоянной времени вторичной ветви  $\tau_2=L_2/R_2$ . Поскольку при  $\cos \varphi_H < 0,4$  постоянная времени  $\tau_2$  больше, чем при  $\cos \varphi_H=1$ , то на второй осциллограмме вторичный ток снижается медленнее, чем на первой. При этом и нарастание намагничивающего тока происходит медленнее. В данном случае интервал ненасыщенного состояния ТТ начинается, а интервал насыщенного состояния заканчивается до конца полупериода.

Графики мгновенных значений вторичного и намагничивающего токов и других величин при глубоком насыщении ТТ могут быть довольно точно рассчитаны по методу ПХН, т. е. на основании ПХН аппроксимации характеристики намагничивания ТТ.

Если нагрузка ТТ замещается последовательной цепью  $r_H, L_H$ , то схема замещения ТТ при расчетах по методу ПХН соответствует рис. 3-9. Параметры вторичной ветви  $R_2$  и  $L_2=x_2/\omega$  определяются так же, как при расчете по методу эквивалентных синусоид. В ветвь намагничивания здесь включен ключ  $K_M$ , который переключается в зависимости от индукции в магнитопроводе.

Пока магнитопровод не насыщен, т. е. индукция не равна  $+B_{н}$  или  $-B_{н}$ , ключ остается разомкнутым и вторичный ток равен приведенному первичному току. В это время

$$\left. \begin{aligned} i_2 &= i_{12} = I_{12m} \sin \omega t; & i_{o2} &= 0; \\ e_2 &= R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} = I_{12m} z_2 \sin(\omega t + \varphi_2); \\ i_{o2} &= \frac{\omega_1}{\omega_2} i_s = -i_{o2} + i_2 \frac{\sigma_n}{100}. \end{aligned} \right\} \quad (3-1)$$

Поскольку имеется в виду, что ТТ работает в режиме глубокого насыщения ( $A_z < 1$ ), то в установившемся режиме при синусоидальном первичном токе во время каждого полупериода индукция достигает значения индукции насыщения и ключ  $K_M$  в схеме замещения замыкается.

На рис. 3-10 приведены графики токов, э. д. с. и индукции ТТ с ПХН. Принято, что во время положительного полупериода первичного тока в момент  $t_1$  индукция достигает значения  $+B_{н}$ . При этом ключ  $K_M$  замыкается, э. д. с. скачком снижается до нуля и начинается затухание вторичного тока по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau_2 = L_2/R_2$ . Через ключ начинает протекать намагничивающий ток, равный разности приведенного первичного тока (синусоидального) и вторичного тока (экспоненциального). После замыкания ключа

$$\left. \begin{aligned} B &= +B_{н}; & e_2 &= 0; \\ i_2 &= I_{12m} \sin \omega t, \exp\left(-\frac{\omega t - \omega t_1}{\omega \tau_2}\right); \\ i_{o2} &= i_{12} - i_2 = I_{12m} \left[ \sin \omega t - \sin \omega t_1 \exp\left(-\frac{\omega t - \omega t_1}{\omega \tau_2}\right) \right]; \\ i_{s2} &= -i_{o2} + I_{12m} \frac{\sigma_n}{100} \sin \omega t_1 \exp\left(-\frac{\omega t - \omega t_1}{\omega \tau_2}\right). \end{aligned} \right\} \quad (3-2)$$

При этом намагничивающий ток возрастает от нуля, проходит через максимальное значение и в момент  $t_2$  вновь снижается до нуля. Если бы ключ и дальше оставался замкнутым, то намагничивающий ток изменил бы знак. Но при индукции, равной  $+B_{н}$ , отрицательный

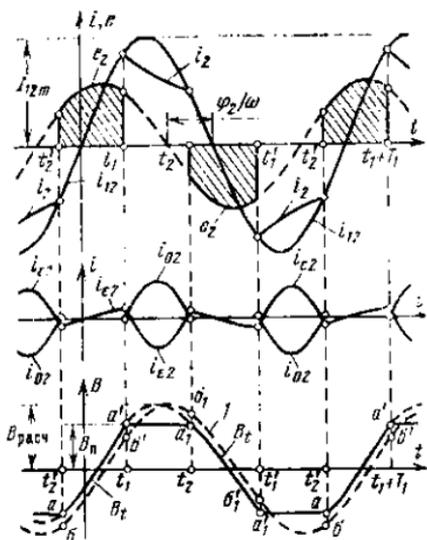


Рис. 3-10. Работа ТТ с ПХН при синусоидальном первичном токе.

по экспоненциальному закону. Вторичный и намагничивающий токи, а также ток полной погрешности описываются системой уравнений, аналогичной (3-2), с той лишь разницей, что вместо  $t_1$  в ней должно быть представлено  $t'_1$ . В момент  $t'_2 = t_2 + T_1$  ключ снова размыкается и начинается перемагничивание ТТ в сторону  $+B_n$ . В момент  $t_1 + T_1$  ТТ насыщается при  $B = +B_n$  и процесс повторяется сначала.

Таким образом, график вторичного тока состоит из синусоидальных и экспоненциальных участков, график э. д. с. состоит из синусоидальных участков и пауз, а график намагничивающего тока состоит из несинусоидальных участков и пауз.

Если коэффициент витковой коррекции  $\sigma_n = 0$ , то вторичный ток полной погрешности  $i_{*2} = -i_{02}$  отличается от намагничивающего тока только знаком. Если же  $\sigma_n \neq 0$ , то во время насыщенного состояния ТТ ток полной погрешности несколько меньше намагничивающего тока, но зато ток полной погрешности существует и во время ненасыщенного состояния ТТ, когда намагничивающий ток равен нулю.

На рассматриваемом рисунке график тока полной погрешности построен с учетом конечного значения вит-

знак намагничивающего тока невозможен — для этого индукция должна быть равна  $-B_n$ . Поэтому в момент  $t_2$  начинается перемагничивание ТТ в сторону  $-B_n$ . В схеме замещения это отображается размыканием ключа при  $i_0 = 0$ .

После размыкания ключа токи и э. д. с. опять описываются системой уравнений (3-1), однако индукция меняется в сторону  $-B_n$ .

В момент  $t' = t_1 + T_1/2$  ТТ снова насыщается, но только при  $B = -B_n$ . Ключ в схеме замещения замыкается и снова начинается затухание вторичного тока

ковой коррекции, причем для наглядности принят сравнительно очень большой коэффициент витковой коррекции ( $\sigma_v=10\%$ ).

Из сопоставления графиков намагничивающего тока и тока полной погрешности можно видеть, что полная погрешность заметно отличается от  $100I_{0*}$  только в тех случаях, когда  $I_{0*}$  соизмерим с  $\sigma_v$ . В остальных случаях, как и при расчетах по методу эквивалентных синусоид, при расчетах погрешностей ТТ с ПХН витковой коррекцией допустимо пренебрегать, полагая, что  $n_{т.ном} = \omega_2/\omega_1$  и  $\varepsilon = I_{0*} \cdot 100$ .

График мгновенной индукции ТТ можно построить на основании следующего. Если ТТ с ПХН вообще не насыщается при данном первичном токе, то токи и э. д. с. все время описываются системой уравнений (3-1). При этом э. д. с. меняется по синусоидальному закону, а индукция меняется по косинусоидальному закону в соответствии с формулой

$$B_t = B(0) + \frac{1}{\omega_2 Q_{\phi}} \int_0^t e_2 dt = B(0) - B_{расч} (\cos(\omega t + \varphi_2) - \cos \varphi_2),$$

где

$$B_{расч} = \frac{E_{2m}}{\omega_2 Q_{\phi}} = \frac{I_{12} z_2}{4,44 f Q_{\phi} \omega_2}.$$

На рис. 3-10 кривая  $I$  изображает график  $B_t(t)$ , если ТТ не насыщается, а  $B(0) + B_{расч} \cos \varphi_2 = 0$ .

Если ТТ с ПХН насыщается, то в интервале времени  $t_1-t_2$  индукция  $B_t = +B_n$ , а в интервале  $t'_1-t'_2$   $B_t = -B_n$ . Но во время ненасыщенного состояния ТТ (интервалы  $t_2-t'_1$  и  $t'_2-t_1$ ) изменение индукции  $dB/dt$  остается таким же, как и по кривой  $I$ . Поэтому для построения графика индукции в интервале  $t'_2-t_1$  с учетом насыщения ТТ достаточно построить график индукции без учета насыщения (кривую  $I$ ), а затем поднять этот график вверх таким образом, чтобы точка  $b$  этого графика, соответствующая моменту  $t=t'_2$ , совпала с точкой  $a$ , имеющей координаты  $t'_2, -B_n$ . При этом точка  $b'$ , соответствующая моменту  $t_1$ , совпадет с точкой  $a'$  с координатами  $t_1, +B_n$ . В интервале  $t_2-t'_1$  кривая смещается вниз таким образом, чтобы ее точка  $b_1$ , соответствующая  $t=t_2$ , совпала с точкой  $a_1$ , с координатами

тами  $t_2$ ,  $+B_n$ . При этом точка  $b'_1$ , соответствующая  $t=t'_1$ , совпадает с точкой  $a'_1$ .

График индукции  $B_t(t)$  с учетом насыщения состоит из смещенных вверх и вниз участков кривой  $I$  в пределах изменения индукции  $\pm B_n$ , а также из горизонтальных участков  $B_t=+B_n$  в интервале  $t_1-t_2$  и  $B_t=-B_n$  в интервале  $t'_1-t'_2$ . Построенный таким образом график индукции изображен на рисунке в виде кривой  $B_t$ .

График вторичного напряжения может быть получен из графика вторичного тока в соответствии с формулой

$$u_2 = r_n i_2 + L_n \frac{di_2}{dt}.$$

Во время ненасыщенного состояния ТТ вторичное напряжение изменяется по синусоидальному закону

$$u_2 = I_{12m} z_n \sin(\omega t + \varphi_n).$$

Во время насыщенного состояния ТТ (в интервалах времени  $t_1-t_2$  и  $t'_1-t'_2$ ) вторичное напряжение меняется по экспоненциальному закону:

$$u_2 = I_{12m} \sin \omega t_1 \exp\left(-\frac{\omega t - \omega t_1}{\omega \tau_2}\right) \left(r_n - \frac{L_n}{\tau_2}\right).$$

Отсюда следует, что если постоянная времени нагрузки равна постоянной времени вторичной ветви, т. е. при  $\tau_n = L_n/r_n = \tau_2$ , вторичное напряжение во время насыщенного состояния ТТ равно нулю.

Таким образом, для заданных значений  $z_2$ ,  $\varphi_2$  и  $I_{12}$  можно построить графики токов, индукции и э. д. с., если известны только моменты коммутации ключа в схеме замещения  $t_1$  и  $t_2$  или углы коммутации  $\gamma_1 = \omega t_1$  и  $\gamma_2 = \omega t_2$ .

Из рассмотрения графика токов можно видеть, что

$$\sin \gamma_1 \exp\left(-\frac{\gamma_2 - \gamma_1}{\omega \tau_2}\right) = \sin \gamma_2,$$

или

$$\sin \gamma_1 \exp\left(+\frac{\gamma_1}{\omega \tau_2}\right) = \sin \gamma_2 \exp\left(+\frac{\gamma_2}{\omega \tau_2}\right).$$

Это — первое из уравнений, используемых для определения углов коммутации.

Другое уравнение можно получить из рассмотрения процесса изменения индукции.

В интервале времени  $t_2 - t'_1$  индукция меняется по следующему закону:

$$B_t = +B_{\pi} + \frac{1}{\omega_2 Q_{\Phi}} \int_{t'_1}^t e_2 dt = B_{\pi} + B_{\text{расч}} (\cos(\gamma_1 + \varphi_2) - \cos(\omega t + \varphi_2)).$$

К моменту  $t'_1$  замыкания ключа  $B_t = -B_{\pi}$  угол  $\omega t'_1 = \gamma_1 + \pi$ , а  $\cos(\omega t'_1 + \varphi_2) = -\cos(\gamma_1 + \varphi_2)$ .

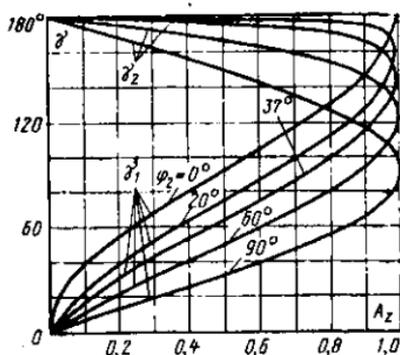


Рис. 3-11. Универсальные характеристики углов коммутации ключа в схеме замещения рис. 3-9.

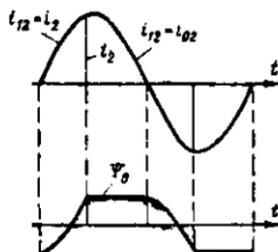


Рис. 3-12. Мгновенные токи и потокоцепления, рассчитанные по методу ПХН при  $\varphi_2=0^\circ$ ,  $A_z=0,4$ .

После подстановки этих значений в уравнение для  $B_t$  и несложных преобразований можно получить:

$$2A_z = 2B_{\pi} / B_{\text{расч}} = -\cos(\gamma_1 + \varphi_2) - \cos(\gamma_1 + \varphi_1).$$

Это — второе уравнение, необходимое для определения углов коммутации. Численные значения углов коммутации зависят только от  $\varphi_2$  и  $A_z$ . На рис. 3-11 построены графики зависимостей углов коммутации от  $A_z$  для различных значений  $\varphi_2$ . При данном  $A_z$  меньшее значение угла  $\gamma = \gamma_1$ , большее значение угла  $\gamma = \gamma_2$ .

Как было показано в [24], при  $\varphi_2=0$ , т. е. при чисто активном сопротивлении вторичной ветви, угол  $\gamma_2 = \pi = \text{const}$ , а угол  $\gamma_1$  связан с  $A_z$  достаточно простым соотношением:

$$\cos \gamma_1 = 1 - 2A_z.$$

Пользуясь графиками углов коммутации, можно довольно легко рассчитать и построить графики токов и э. д. с. для любых значений  $A_z$  и  $\varphi_2$ . На рис. 3-12 приведено такое построение для  $\varphi_2=0$  и  $A_z=0,4$ .

У современных ТТ из холоднокатаной стали характеристики намагничивания близки к прямоугольным и графики токов, рассчитанные по методу ПХН, мало отличаются от реальных.

Следует отметить, что поскольку первичный ток не содержит высших гармоник, то высшие гармоники вторичного тока равны высшим гармоникам намагничивающего тока и противоположно направлены. Вследствие этого при  $A_z$ , близком к 1, когда  $I_{02}$  мал по сравнению с  $I_2$ , коэффициент искажения намагничивающего тока гораздо больше, чем коэффициент искажения вторичного тока. В этом режиме намагничивающий ток имеет форму коротких импульсов, тогда как форма кривой вторичного тока близка к синусоидальной.

Уменьшение  $A_z$  сопровождается увеличением намагничивающего тока и одновременно уменьшением вторичного тока в долях приведенного первичного тока. При этом растет коэффициент искажения вторичного тока и снижается коэффициент искажения намагничивающего тока. При  $A_z \ll 1$  намагничивающий ток почти синусоидальный, тогда как вторичный ток имеет форму кратковременных импульсов. Исключение составляет лишь случай при  $\varphi_2 \approx 90^\circ$ .

Первая гармоника вторичного напряжения пропорциональна первой гармонике вторичного тока:

$$U_{2(1)} = I_{2(1)} z_H = I_{12} \left( 1 + \frac{f_{F(1)}}{100} \right) z_H,$$

где  $z_H = \sqrt{r_H^2 + (\omega L_H)^2}$  — полное сопротивление нагрузки для первой гармоники.

Высшая гармоника  $k$ -го порядка вторичного напряжения пропорциональна высшей гармонике  $k$ -го порядка вторичного тока:

$$U_{2(k)} = I_{2(k)} \sqrt{r_H^2 + (k\omega L_H)^2}.$$

Отсюда следует, что при  $L_H \neq 0$  коэффициенты гармоник вторичного напряжения больше, чем коэффициенты тех же гармоник вторичного тока, т. е. форма кривой вторичного напряжения сильнее искажена за счет более высокого уровня высших гармоник.

При расчете напряжения на разомкнутой вторичной обмотке ТТ нельзя пренебрегать активными потерями в магнитопроводе. В данном случае в схеме замещения вместо сопротивления  $z_2$  должно быть включено актив-

ное сопротивление потерь  $r_a$ . Поэтому характер искажения формы кривой напряжения на разомкнутой вторичной обмотке такой же, как при  $\varphi_2=0$ . При относительно малых значениях первичного тока, когда  $A_z > 0,5$ ,  $\gamma_1 > 90^\circ$ , амплитуда вторичного напряжения пропорциональна амплитуде первичного тока.

Если же  $A_z \ll 0,5$ ,  $\gamma_1 \ll 90^\circ$ , т. е. ТТ насыщается за-долго до того, как первичный ток достигает максиму-ма, то

$$U_{2\text{макс}} \approx r_a \sqrt{2} I_{12} \sin \gamma_1.$$

После несложных преобразований с учетом того, что

$$\sin \gamma_1 = \sqrt{1 - \cos^2 \gamma_1} = 2 \sqrt{A_z - A_z^2},$$

где  $A_z = E_{2s} / I_{12} r_a$ ,

получим:

$$U_{2\text{макс}} = 2,8 E_{2s} \sqrt{\frac{1}{A_z} - 1}.$$

При глубоком насыщении ТТ, когда  $A_z \ll 1$ ,

$$U_{2\text{макс}} \approx 2,8 \sqrt{E_{2s} r_a I_{12}} = 2,8 E_{2s} \sqrt{\frac{r_a}{z_{\text{ст}}}} m,$$

т. е. амплитуда вторичного напряжения растет прибли-зительно пропорционально  $\sqrt{I_{12}}$ .

### 3-4. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТТ С ПХН

Действующий вторичный ток определяется следую-щим выражением:

$$I_2^2 = \frac{2}{\pi} I_{12}^2 \left[ \int_0^{\gamma_1} \sin^2 \omega t \, d\omega t + \right. \\ \left. + \int_{\gamma_1}^{\pi} \sin^2 \omega t \, d\omega t + \sin^2 \gamma_1 \int_1^{\gamma_2} \exp \left( -2 \frac{\omega t - \gamma_1}{\omega \tau_2} \right) d\omega t \right].$$

После интегрирования, извлечения квадратного кор-ня и подстановки полученного действующего значения вторичного тока в формулу погрешности м. д. с. по дей-ствующему току получим:

$$f_F = -100 + 56,4 \sqrt{\gamma_1 + (\pi - \gamma_2) + \frac{1}{2} (\sin 2\gamma_2 - \sin 2\gamma_1) +} \\ + \frac{\text{tg } \varphi_2 \sin^2 \gamma_1 \left[ 1 - \exp \left( 2 \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{\text{tg } \varphi_2} \right) \right]}{\sqrt{\gamma_1 + (\pi - \gamma_2) + \frac{1}{2} (\sin 2\gamma_2 - \sin 2\gamma_1) +}}$$

Эта формула позволяет рассчитывать погрешность по действующему току, если заданы угол вторичной ветви  $\varphi_2$  и углы коммутации  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$ . А так как эти углы полностью определяются  $A_z$  и  $\varphi_2$ , то представляется возможным построить характеристики зависимости  $f_F$  от  $A_z$  и  $\varphi_2$ . Характеристика для данного значения угла  $\varphi_2$  строится по точкам. Задаются произвольными значениями угла  $\gamma_1$  и по формулам предыдущего параграфа определяют угол  $\gamma_2$ , соответствующий данным  $\varphi_2$ ,  $\gamma_1$ , и вычисляют  $A_z$ . Далее по приведенной формуле рассчитывают  $f_F$ , которая соответствует данным  $\varphi_2$  и  $A_z$ .

На рис. П-1 построены рассчитанные таким образом характеристики зависимости  $f_F(A_z)$  для разных значений угла  $\varphi_2$ . Они универсальны, т. е. пригодны для любого ТТ с ПХН или для ТТ, который может быть приравнен к ТТ с ПХН. Универсальные характеристики  $f_F(A_z)$  позволяют быстро рассчитывать погрешность  $f_F$  для данного произведения  $I_{1z}Z_2$  или определять кратность первичного тока, соответствующего заданной погрешности при данной нагрузке, или, наконец, рассчитывать допустимое сопротивление вторичной нагрузки по заданному первичному току и заданной погрешности.

Среднее по модулю значение вторичного тока можно рассчитать исходя из следующего равенства:

$$\pi I_{2cp} = \sqrt{2} I_{1z} \left[ \int_0^{\gamma_1} \sin \omega t \, d\omega t + \int_{\gamma_1}^{\pi} \sin \omega t \, d\omega t + \right. \\ \left. + \sin \gamma_1 \int_{\gamma_1}^{\gamma_2} \exp\left(-\frac{\omega t - \gamma_1}{\omega \tau_2}\right) d\omega t \right].$$

При этом погрешность м. д. с. по среднему значению тока,  $\% / \theta$ ,

$$f_{Fcp} = 50 \left\{ -\cos \gamma_1 + \cos \gamma_2 + \right. \\ \left. + \operatorname{tg} \varphi_2 \sin \gamma_1 \left[ 1 - \exp\left(+\frac{\gamma_1 - \gamma_2}{\omega \tau_2}\right) \right] \right\}.$$

Она, так же как и  $f_F$ , при данном угле  $\varphi_2$  зависит только от углов коммутации  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$ , т. е. от значения  $A_z$ . Поэтому представляется возможным построить универсальные характеристики —  $f_{Fcp}(A_z)$  (рис. П-2). Подобно характеристикам  $f_F(A_z)$  они универсальны, т. е. пригод-

ны для любого ТТ с ПХН или для ТТ, который можно приравнять к ТТ с ПХН. Они позволяют быстро рассчитывать значение  $f_{\text{Фер}}$  для заданных  $I_{12}$ ,  $z_2$  и  $\varphi_2$ , находить кратность тока, соответствующую заданным значениям  $z_2$ ,  $\varphi_2$  и  $f_{\text{Фер}}$ , или находить значение сопротивления нагрузки при заданных  $\varphi_2$ ,  $I_{12}$  и  $f_{\text{Фер}}$ .

Амплитуда вторичного тока остается равной амплитуде приведенного первичного тока до тех пор, пока  $\gamma_1 \geq \pi/2$ .

Если  $\gamma_1 < \pi/2$ , то амплитудная погрешность, %,

$$f_{\text{Pa}} = (\sin \gamma_1 - 1) 100\%.$$

На рис. П-3 приведены универсальные характеристики амплитудной погрешности.

Для расчета угловой погрешности и токовой погрешности по первой гармонике следует кривую  $i_2(\omega t)$  разложить в ряд Фурье и использовать коэффициенты первой гармоники.

Мгновенную первую гармонику вторичного тока можно представить в следующем виде:

$$i_{2(1)} = \sqrt{2} I_{12} (a_1 \cos \omega t + b_1 \sin \omega t).$$

При этом действующая первая гармоника вторичного тока

$$I_{2(1)} = I_{12} \sqrt{a_1^2 + b_1^2}.$$

Погрешность м. д. с. по первой гармонике, %,

$$f_{\text{F(1)}} = \left( \frac{I_{2(1)}}{I_{12}} - 1 \right) 100 = (\sqrt{a_1^2 + b_1^2} - 1) 100.$$

Угловая погрешность трансформатора тока

$$\delta_{\text{T}} = \arctg(a_1/b_1).$$

Здесь  $a_1$  и  $b_1$  — коэффициенты первой гармоники. Они могут быть вычислены по известным формулам Эйлера — Фурье [21]. При  $\omega \tau_2 = \text{tg } \varphi_2$  коэффициенты первой гармоники зависят только от углов коммутации  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$ , т. е. от  $A_2$ . Поэтому по приведенным выше формулам можно построить универсальные характеристики погрешности м. д. с. по первой гармонике  $f_{\text{F(1)}}(A_2)$  (см. рис. П-4) и универсальные характеристики угловой погрешности  $\delta_{\text{T}}(A_2)$  (см. рис. П-5).

Таким образом, у ТТ с ПХН при синусоидальном первичном токе угловая погрешность и все виды токовой погрешности могут довольно легко рассчитываться по универсальным характеристикам, в одинаковой сте-

пени пригодным для любого ТТ с ПХН, а также для ТТ, который может быть приравнен к ТТ с ПХН.

Приведенные универсальные характеристики погрешностей позволяют сделать следующие выводы о погрешностях ТТ с ПХН:

1) погрешность м. д. с. по первой гармонике практически не зависит от угла  $\varphi_2$  и определяется только значением  $A_z$ ; 2) при  $\varphi_2=0$ , что приблизительно соответствует чисто активной вторичной нагрузке ТТ, и заданном значении  $A_z$  амплитудная погрешность имеет наименьшее значение, а погрешность  $f_{Fc}$  наибольшее. При этом  $|f_F| < |f_{F(1)}|$ ; 3) при  $\varphi_2=90^\circ$ , что приблизительно соответствует чисто индуктивной вторичной нагрузке ТТ, и заданном значении  $A_z$  наименьшей оказывается погрешность по среднему по модулю значению тока, а наибольшей — амплитудная погрешность. При этом  $f_F \approx f_{F(1)}$ ; 4) если погрешность по действующему значению остается неизменной, то другие виды погрешности зависят от угла  $\varphi_2$ ; 5) угловая погрешность ТТ не может быть больше, чем  $90^\circ - \varphi_2$ ; 6) при  $\varphi_2 > 30^\circ$  угловая погрешность практически пропорциональна погрешности м. д. с. по действующему значению:

$$\delta_\tau \approx (90^\circ - \varphi_2) \frac{|f_F|}{100}.$$

Коэффициенты формы первичного и вторичного тока ( $k_{\varphi_1}$  и  $k_{\varphi_2}$ ) связаны с погрешностями м. д. с. по среднему по модулю и действующему значениям тока соотношением

$$k_{\varphi_2} = \frac{I_2}{I_{2c}} = k_{\varphi_1} \frac{100 + f_F}{100 + f_{Fc}}.$$

Поэтому, располагая универсальными характеристиками погрешностей  $f_F(A_z)$  и  $f_{Fc}(A_z)$  при синусоидальном первичном токе ( $k_{\varphi_1}=1,11$ ), можно построить универсальные характеристики коэффициента формы вторичного тока  $k_{\varphi_2}(A_z)$  (см. рис. П-6).

Для заданного значения  $A_z$  коэффициент формы в сильной степени зависит от угла  $\varphi_2$  и при  $\varphi_2=0$  оказывается значительно большим, чем при  $\varphi_2=90^\circ$ . Например, при изменении  $\varphi_2$  от  $90$  до  $0^\circ$  и неизменном значении  $A_z=0,5$  коэффициент формы вторичного тока возрастает от 1,05 до 1,58.

Следует отметить, что при  $\varphi_2=60^\circ$ , когда  $f_F \approx f_{FC}$ , независимо от значения  $A_2$  получается  $k_{\varphi_2} \approx 1,11$ .

Поэтому коэффициент формы кривой не характеризует степень искажения формы кривой вторичного тока. Значение  $k_{\varphi_2}=1,11$  совсем не свидетельствует о том, что вторичный ток имеет синусоидальную форму кривой.

Коэффициент гармоник вторичного тока связан с погрешностями по действующему току и по первой гармонике:

$$k_{r_2} = \frac{I_{2r}}{I_2} = \sqrt{1 - \left( \frac{100 + f_{F(1)}}{100 + f_F} \right)^2}.$$

Поэтому, располагая универсальными характеристиками погрешностей  $f_F(A_2)$  и  $f_{F(1)}(A_2)$ , можно построить универсальные характеристики коэффициента гармоник  $k_{r_2}(A_2)$  (см. рис. П-7).

При данном  $A_2$  коэффициент гармоник имеет наибольшее значение при чисто активной вторичной нагрузке ТТ и наименьшее значение при чисто индуктивной вторичной нагрузке (когда  $f_F \approx f_{F(1)}$ ).

Коэффициент гармоники  $k$ -го порядка во вторичном токе численно равен действующему значению данной гармоники, выраженному в долях действующего вторичного тока.

Расчет коэффициентов гармоник производится по следующей программе.

Кривая вторичного тока  $i_2(\omega t)$  выражается рядом Фурье следующего вида:

$$i_2(\omega t) = \sqrt{2} I_{12} \sum_{k=1}^{k=\infty} [a_{(k)} \sin k\omega t + b_{(k)} \cos k\omega t].$$

Для данной кривой по формулам Эйлера — Фурье рассчитываются коэффициенты разложения  $a_{(1)}, a_{(3)}, \dots, b_{(1)}, b_{(3)}, \dots$ .

Так как при синусоидальном первичном токе кривая вторичного тока симметрична относительно оси  $\omega t$ , то ряд Фурье состоит только из нечетных гармоник и коэффициенты разложения имеют только нечетные индексы (соответствующие номерам гармоник).

Коэффициент гармоники  $k$ -го порядка рассчитывается по формуле:

$$K_{(k)} = \frac{I_{2(k)}}{I_2} = \frac{\sqrt{a_{(k)}^2 + b_{(k)}^2}}{1 + \frac{f_F}{100}}.$$

Численные значения коэффициентов разложения зависят только от  $A_2$  и  $\varphi_2$ . Поэтому для коэффициента отдельных гармоник также имеется возможность построить универсальные характеристики вида  $K_{(k)}(A_2)$ .

Таблица 3-1

Параметры гармоник	Погрешность ТТ — $f_F$ %							
	0	10	22	29	38	47	65	83
$K_{(3)}, \%$	0	26	40	45	50	53	54	47
$K_{(5)}, \%$	0	15	15	15	18	25	37	63
$\varphi_{(3)}, ^\circ$	—	-150	-110	-90	-70	-50	-10	30
$\varphi_{(5)}, ^\circ$	—	-50	32	90	-148	-162	-81	-10

Коэффициенты и начальные фазы отдельных гармоник при данном  $\varphi_2$  зависят от  $f_F$ . В табл. 3-1 приведены значения коэффициентов и начальных фаз третьей и пятой гармоник при  $\varphi_2=0$  [21].

При синусоидальном первичном токе действующий приведенный первичный ток равен геометрической сумме действующих первых гармоник вторичного и намагничивающего токов. Поэтому

$$I_{03(1)} = |I_{13} - I_{3(1)}| = \\ = I_{13} \sqrt{1 + \left(1 + \frac{f_{F(1)}}{100}\right)^2 - 2\left(1 + \frac{f_{F(1)}}{100}\right) \cos \delta_T}.$$

Первая гармоника относительного намагничивающего тока равна:

$$I_{0(1)*} = \frac{I_{02(1)}}{I_{12}} = \sqrt{1 + \left(1 - \frac{f_{F(1)}}{100}\right)^2 - 2\left(1 + \frac{f_{F(1)}}{100}\right) \cos \delta_T}.$$

Она зависит только от  $f_{F(1)}$  и  $\delta_T$  и подобно им однозначно связана с  $A_z$  и  $\varphi_2$ . Поэтому, располагая универсальными характеристиками погрешностей  $f_{F(1)}(A_z)$  и  $\delta_T(A_z)$ , можно построить универсальные характеристики первой гармоники относительного намагничивающего тока  $I_{0(1)*}(A_z)$  (см. рис. П-8).

Высшие гармоники вторичного намагничивающего тока равны высшим гармоникам вторичного тока и противоположно направлены. Поэтому действующее значение совокупности высших гармоник вторичного намагничивающего тока

$$I_{02r} = I_{2r} = k_{r2} I_2 = k_{r2} I_{12} \left(1 + \frac{f_F}{100}\right).$$

Отсюда действующий вторичный намагничивающий ток,  $A$ , и полная погрешность без учета витков коррекции, %:

$$I_{02} = I_{12} \sqrt{I_{0(1)*}^2 + k_{r2}^2 \left(1 + \frac{f_F}{100}\right)^2};$$

$$\varepsilon = \frac{I_{02}}{I_{12}} 100 = \sqrt{I_{0(1)*}^2 + k_{r2}^2 \left(1 + \frac{f_F}{100}\right)^2} 100.$$

Коэффициент гармоник намагничивающего тока

$$k_{r0} = \frac{I_{02r}}{I_{02}} = \frac{k_{r2}(100 + f_F)}{\varepsilon} = \frac{k_{r2} \left(1 + \frac{f_F}{100}\right)}{\sqrt{I_{0(1)*}^2 + k_{r2}^2 \left(1 + \frac{f_F}{100}\right)^2}}.$$

Таким образом, значения  $k_{r0}$  и  $\varepsilon$  однозначно связаны с  $f_F$ ,  $k_{r2}$  и  $I_{01*}$ , которые при данном  $\varphi_2$  зависят только от  $A_z$ . По универсальным характеристикам  $f_F(A_z)$ ,  $k_{r2}(A_z)$  и  $I_{0(1)*}(A_z)$  построены универсальные характеристики полной погрешности  $\varepsilon(A_z)$  для  $\sigma_B = 0$  (см. рис. П-9).

У ТТ с ПХН средние по модулю значения вторичного тока и намагничивающего тока в сумме равны среднему по модулю значению приведенного первичного тока. Поэтому среднее по модулю значение намагничивающего тока может быть выражено через погрешность ТТ по среднему по модулю значению приведенного первичного тока следующим образом (при синусоидальном первичном токе):

$$I_{02cp} = I_{12cp} \left| \frac{f_{Fcp}}{100} \right| = \frac{I_{12}}{k_{\phi 1}} \left| \frac{f_{Fcp}}{100} \right|.$$

По универсальной характеристике  $f_{Fcp}(A_z)$  находится значение  $I_{02cp}$  для заданных  $I_{12}$ ,  $z_2$  и  $\varphi_2$ .

Коэффициент формы намагничивающего тока вычисляется по формуле

$$k_{\phi 0} = I_{02} / I_{02cp} = 1,11 \left| \varepsilon / f_{Fcp} \right|.$$

Таким образом, при синусоидальном первичном токе все параметры намагничивающего тока ТТ с ПХН, как и все параметры вторичного тока, могут быть представлены как функции  $A_z$  и  $\varphi_2$  и быстро вычислены при помощи универсальных характеристик.

Первая гармоника намагничивающего тока отстает по фазе от первичного тока на угол  $\lambda_{(1)}$ . При этом угол

Сдвига фаз  $\varphi_{\Sigma(1)}$  между первыми гармониками намагничивающего и вторичного токов  $\varphi_{\Sigma(1)} = \delta_T + \lambda_{(1)}$ .

Из векторной диаграммы для первых гармоник можно получить соотношения:

$$\begin{aligned} I_{2(1)} \sin \delta_T &= I_{02(1)} \sin \lambda_{(1)}; \\ \frac{I_{2(1)}}{I_{12}} \sin \delta_T &= I_{0(1)*} \sin \lambda_{(1)}. \end{aligned}$$

Отсюда

$$\lambda_1 = \arcsin \left[ \frac{1}{I_{0(1)*}} \left( 1 + \frac{f_{R(1)}}{100} \right) \sin \delta_T \right].$$

По универсальным характеристикам  $f_{R(1)}(A_z)$ ,  $\delta_T(A_z)$  и  $I_{0(1)*}(A_z)$  строится универсальная характеристика  $\lambda_{(1)}(A_z)$  (см. рис. П-10) или рассчитывается угол  $\varphi_{\Sigma(1)}$ .

Интересно отметить, что у ТТ с ПХН угол  $\varphi_{\Sigma(1)}$  несколько меньше, чем угол  $\varphi_2$  у ТТ с прямолинейной характеристикой намагничивания без потерь в магнитопроводе, при равных значениях угловых погрешностей. Это свидетельствует о том, что у идеального ТТ с ПХН эквивалентное сопротивление ветви намагничивания для первой гармоники содержит не только индуктивность, но и активное сопротивление, т. е. у него угол потерь для первой гармоники не равен нулю. Например, при  $A_z=0,5$  и  $\varphi_2=0$  получается  $\varphi_{\Sigma(1)}=66^\circ$  (а не  $90^\circ$ ).

### 3.5. РАСЧЕТ УСТАНОВИВШЕГОСЯ РЕЖИМА ПО МЕТОДУ ПХН

Расчеты режимных параметров ТТ по методу ПХН производятся по следующей программе:

1) определяют полное сопротивление вторичной ветви  $z_2$  и угол  $\varphi_2$ . Методы определения этих величин такие же, как и при расчетах по методу эквивалентных синусоид; 2) по значению  $z_2$  и заданному приведенному первичному току или заданной кратности первичного тока рассчитывают значение обобщенного параметра  $A_z$ ; 3) по соответствующей универсальной характеристике ТТ с ПХН для данного численного значения  $A_z$  и данного угла  $\varphi_2$  непосредственно находится искомый параметр режима.

Пример. Даны номинальные первичный и вторичный токи, равные 100 и 5 А соответственно;  $z_{ном}=3,4$  Ом,  $z_2=1,0$  Ом,  $\varphi_2=45^\circ$ .

Требуется определять все виды погрешностей и намагничивающий ток для двух значений кратности первичного тока:  $m_1=7$  и  $m_1=10$ .

Определяем численное значение обобщенного параметра:  
при  $m_1=7$

$$A_z = 3,4/7 \cdot 1 = 0,47;$$

при  $m_1=10$

$$A_z = 3,4/10 \cdot 1 = 0,34.$$

По универсальным характеристикам для  $\varphi_2=45^\circ$  и  $A_z=0,47$  и 0,34 находим численные значения искомого параметра:

по рис. П-1  $f_F = -40\%$  при  $m_1=7$  и  $f_F = -53\%$  при  $m_1=10$ ;

по рис. П-2  $f_{Fcp} = -42\%$  при  $m_1=7$  и  $f_{Fcp} = -57\%$  при  $m_1=10$ ;

по рис. П-3  $f_{Fa} = -18\%$  при  $m_1=7$  и  $f_{Fa} = -34\%$  при  $m_1=10$ ;

по рис. П-4  $f_{F(1)} = -42\%$  при  $m_1=7$  и  $f_{F(1)} = -57\%$  при  $m_1=10$ ;

по рис. П-5  $\delta_T = 18^\circ$  при  $m_1=7$  и  $\delta_T = 25^\circ$  при  $m_1=10$ ;

по рис. П-9  $\epsilon = 52\%$  при  $m_1=7$  и  $\epsilon = 67\%$  при  $m_1=10$ .

Аналогично для  $A_z$  и  $\varphi_2$  по соответствующим универсальным характеристикам рассчитываются и другие режимные параметры: коэффициенты формы кривых вторичного и намагничивающего токов, коэффициенты нелинейных искажений, первые гармоники и т. д.

Следует, однако, иметь в виду, что режимные параметры реального ТТ, рассчитанные по методу ПХН, достаточно хорошо совпадают с опытными данными только в том случае, когда ТТ насыщается и из-за этого форма кривой вторичного тока заметно искажена. Практически это имеет место при  $A_z \leq 0,95$ .

В тех случаях, когда углы элементов ветви вторичного тока в схеме замещения неизвестны, расчет режимных параметров ТТ производится по упрощенному варианту метода ПХН. При расчете по упрощенному варианту метода ПХН, как и по упрощенному варианту метода эквивалентных синусоид, сопротивление  $z_2$  определяется как арифметическая сумма модулей отдельных элементов ветви вторичного тока, а угол  $\varphi_2$  принимается равным 0 или  $90^\circ$  с таким расчетом, чтобы получить наихудшее значение рассчитываемого режимного параметра. Например, при расчете токовой погрешности по действующему значению тока принимается  $\varphi_2=90^\circ$ , а при расчете  $\delta_T$  и  $\epsilon$  принимается  $\varphi_2=0^\circ$ .

Наибольшая кратность первичного тока  $m_{1\text{макс}}$ , при которой заданный вид погрешности не превосходит заданного значения, рассчитывается по формуле

$$m_{1\text{макс}} = \frac{z_{\text{ШОМ}}}{z_2 A_{z\text{расч}}}.$$

Здесь  $A_{z_{расч}}$  — значение обобщенного параметра  $A_z$ , которое по универсальной характеристике ТТ с ПХН соответствует заданному значению погрешности заданного вида.

Если задана полная погрешность, а витковая коррекция не учитывается, то значение  $A_{z_{расч}}$  находится по универсальной характеристике действующего значения намагничивающего тока. При  $\varepsilon \leq 10\%$   $A_{z_{расч}} = 0,83 \div 0,97$ . Меньшее значение соответствует углу  $\varphi_2 = 90^\circ$ , большее — углу  $\varphi_2 = 0^\circ$ . Среднее значение  $A_{z_{расч}} = 0,9$  соответствует  $\cos \varphi_2 = 0,8$ . Приняв это значение за расчетное, получим:

$$m_{1\max} = 1,1 \frac{z_{\text{шном}}}{z_2} = K_{10}.$$

В данном случае  $m_{1\max}$  равна предельной кратности  $K_{10}$ .

Поэтому приведенная формула пригодна для расчета характеристики предельной кратности без использования универсальных характеристик или характеристик х. х. Если  $\cos \varphi_2$  не равен 0,8, но положительный, то рассчитанное по этой формуле значение предельной кратности не более чем на 7% отличается от значения  $K_{10}$ , рассчитанного с учетом истинного значения  $\cos \varphi_2$ , что в большинстве случаев вполне допустимо.

Если задана токовая погрешность по действующему току, то значение  $A_{z_{расч}}$  находится без учета витковой коррекции по универсальной характеристике погрешности м. д. с. по действующему току. При  $f_T = -40\%$   $A_{z_{расч}} = 0,40 \div 0,48$ . Меньшее значение относится к углу  $\varphi_2 = 0$ , большее — к углу  $\varphi_2 = 90^\circ$ . При этом

$$m_{1\max} = 2,1 \frac{z_{\text{шном}}}{z_2} \div 2,5 \frac{z_{\text{шном}}}{z_2},$$

а в среднем

$$m_{1\max} = 2,3 z_{\text{шном}} / z_2.$$

При расчете по последней формуле значение  $m_{1\max}$  отличается не более чем на  $\pm 10\%$  от значения, рассчитанного с учетом истинного  $\cos \varphi_2$  (положительного).

Значения  $m_{1\max}$ , рассчитанные по методу ПХН, отличаются от истинных не более чем на 10%, что в большинстве случаев находится в пределах точности расчета первичных токов.

При расчете допустимого сопротивления нагрузки по методу ПХН сначала определяют допустимое сопротивление вторичной ветви в схеме замещения по формуле

$$z_{2\text{доп}} = \frac{z_{\text{с ном}}}{A_{\text{расч}} m_{1\text{расч}}},$$

где  $m_{1\text{расч}}$  — расчетная кратность первичного тока.

Допустимое сопротивление нагрузки  $z_{\text{н доп}}$  в общем случае находится из следующего квадратного уравнения:

$$z_{2\text{доп}}^2 = (r_{\text{вт}} + z_{\text{н доп}} \cos \varphi_{\text{н}})^2 + (x_{\text{т2}} + z_{\text{н доп}} \sin \varphi_{\text{н}})^2.$$

Но при практических расчетах обычно принимают, что  $\cos \varphi_2 = \cos \varphi_{\text{н}}$ . При этом

$$z_{\text{н доп}} = \frac{z_{\text{с ном}}}{A_{\text{расч}} m_{1\text{расч}}} - z_{\text{т2}}.$$

Если задана предельная кратность  $K_{10}$ , то

$$z_{\text{н доп}} = 1,1 \frac{z_{\text{с ном}}}{K_{10}} - z_{\text{т2}}.$$

### 3-6. ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТТ С ПХН ПОСЛЕ ЗАМЫКАНИЯ ПЕРВИЧНОЙ ЦЕПИ

При анализе переходных режимов работы ТТ с ПХН удобно выражать мгновенные токи в долях амплитуды установившегося первичного тока в соответствии со следующими формулами:

$$i_{1*} = \frac{i_1}{I_{1m}} = \frac{i_{12}}{I_{12m}};$$

$$i_{2*} = \frac{i_2}{I_{12m}};$$

$$i_{0*} = \frac{i_{01}}{I_{1m}} = \frac{i_{02}}{I_{12m}}.$$

Относительные токи  $i_{1*}$ ,  $i_{2*}$  и  $i_{0*}$  являются безразмерными функциями времени и характеризуют формы кривых первичного, вторичного и намагничивающего токов.

Мгновенную вторичную э. д. с. удобно выражать в долях расчетной амплитуды ее в установившемся режиме  $E_{2m\text{расч}}$ , которая будет существовать при данном установившемся первичном токе, если ТТ не будет насыщаться:  $e_{2*} = e_2 / E_{2m\text{расч}}$ .

Относительная э. д. с. является безразмерной функцией времени и характеризует форму кривой вторичной

э. д. с. Если установившийся первичный ток изменяется пропорционально  $\sin(\omega t + \alpha)$ , где  $\alpha = \text{const}$ , то

$$E_{2\text{тр.расч}} = I_{12\text{м}} z_2 = \omega \omega_2 Q_{\Phi} B_{\text{расч}} = \sqrt{2} I_{2\text{ном}} z_{2\text{ном}} / A_2,$$

где  $B_{\text{расч}}$  — расчетная индукция в установившемся режиме;  $z_2$  — полное сопротивление вторичной ветви при частоте  $\omega$ , определяемое так же, как и в установившемся режиме.

Далее принято, что вторичная ветвь в схеме замещения состоит из последовательно соединенных  $R_2$  и  $L_2$ . При этом относительная э. д. с. во время ненасыщенного состояния ТТ

$$e_{2*} = \frac{1}{E_{2\text{тр.расч}}} \left( R_2 i_{12} + L_2 \frac{di_{12}}{dt} \right) = \cos \varphi_2 i_{1*} + \frac{1}{\omega} \sin \varphi_2 \frac{di_{1*}}{dt}.$$

Если перед замыканием первичной цепи ТТ не насыщен, то после замыкания основное потокосцепление вторичной обмотки

$$\Psi_{02} = \Psi_{02}(0) + E_{2\text{тр.расч}} \int_0^t e_{2*} dt,$$

где  $\Psi_{02}(0)$  — остаточное потокосцепление вторичной обмотки перед замыканием первичной цепи.

Потокосцепление вторичной обмотки удобно выражать в долях амплитуды расчетного потокосцепления в установившемся режиме

$$\Psi_{02\text{макс.расч}} = \omega_2 Q_{\Phi} B_{\text{макс}} = E_{2\text{тр.расч}} / \omega.$$

При этом расчетное относительное потокосцепление до момента первого насыщения

$$\Psi_{02* \text{расч}} = \frac{\Psi_{02}}{\Psi_{02\text{макс.расч}}} = \Psi_{02* \text{расч}}(0) + \omega \cos \varphi_2 \int_0^t i_{1*} dt + \sin \varphi_2 (i_{1*}(t) - i_{1*}(0)),$$

где  $\Psi_{02* \text{расч}}(0) = \Psi_{02}(0) / \Psi_{02\text{макс.расч}}$ .

Первое насыщение ТТ наступает в момент  $t_{1(1)}$ , когда потокосцепление становится равным  $\omega_2 Q_{\Phi} B_{\text{п}} = \omega_2 Q_{\Phi} A_2 B_{\text{макс}}$ , а относительное расчетное потокосцепление по модулю равно  $A_2$ .

Поскольку  $i_{1*}(0) = 0$ , то момент первого насыщения можно определить из следующего выражения:

$$A_z = \Psi_{02*расч}(0) + \omega \cos \varphi_2 \int_0^{t_{1(1)}} i_{1*} dt + \sin \varphi_2 i_{1*}(t_{1(1)}).$$

Таким образом, при данной частоте  $\omega$  и данной форме кривой первичного тока момент первого насыщения зависит от  $A_z$ ,  $\varphi_2$  и остаточного потокосцепления. При этом определять  $t_{1(1)}$  наиболее удобно графо-аналитически.

После первого насыщения относительный вторичный ток начинает затухать по экспоненциальному закону с постоянной времени вторичной ветви:

$$i_{2*} = i_{2*}(t_{1(1)}) \exp\left(-\frac{t - t_{1(1)}}{\tau_2}\right)$$

и появляется относительный намагничивающий ток  $i_{0*} = i_{1*} - i_{2*}$ .

Момент первого выхода из насыщения  $t_{2(1)}$ , как и для установившегося режима, определяется из условия  $i_{0*} = 0$  или из следующего выражения:

$$i_{1*}(t_{2(1)}) = i_{1*}(t_{1(1)}) \exp\left(-\frac{t_{2(1)} - t_{1(1)}}{\tau_2}\right).$$

Таким образом, при данной функции  $i_{1*}$  момент первого выхода из насыщения зависит от  $t_{1(1)}$  и  $\tau_2$ . При  $\varphi_2 = 0$  ( $\tau_2 = 0$ ) момент выхода из насыщения всегда совпадает с моментом перехода первичного тока через нуль.

В момент первого выхода из насыщения потокосцепление всегда равно потокосцеплению насыщения. Поэтому характер переходного процесса в дальнейшем зависит от остаточного потокосцепления только в той степени, в какой от него зависит  $t_{2(1)}$ . Поэтому при  $\varphi_2 = 0$  переходный процесс после первого выхода из насыщения не зависит от остаточного потокосцепления и может рассчитываться в предположении, что  $\Psi_{02}(0) = 0$  [64].

В момент любого выхода из насыщения относительное потокосцепление (в долях  $\Psi_{02макс.расч}$ ) всегда равно  $+A_z$  или  $-A_z$ .

Поэтому после  $n$ -го выхода из насыщения в момент  $t_{2(n)}$  и до момента  $(n+1)$ -го насыщения  $t_{1(n+1)}$  относитель-

ное потокосцепление изменяется по следующему закону:

$$\Psi_{02*} = \pm A_z + \omega \cos \varphi_2 \int_{t_2(n)}^t i_{1*} dt + \sin \varphi_2 [i_{1*} - i_{1*}(t_2(n))].$$

Очередное  $(n+1)$ -е насыщение наступает в момент, когда  $\Psi_{02*} = \pm A_z$ .

Поэтому

$$\begin{aligned} \pm A_z = \Psi_{02*}(t_{1(n+1)}) = \Psi_{02*}(t_2(n)) + \\ + \omega \cos \varphi_2 \int_{t_2(n)}^{t_{1(n+1)}} i_{1*} dt + \sin \varphi_2 [i_{1*}(t_{1(n+1)}) - i_{1*}(t_2(n))]. \end{aligned}$$

Эти выражения позволяют рассчитывать токи, потокосцепления и другие режимные параметры ТТ с ПХН в переходном режиме.

Далее рассматривается графо-аналитический метод расчета переходного режима ТТ с ПХН в условиях, когда относительный первичный ток состоит из косинусоидальной установившейся составляющей и экспоненциальной свободной составляющей, которая затухает с постоянной времени первичной цепи  $\tau_1$ :

$$i_{1*}^r = -\cos \omega t + \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right).$$

При таком первичном токе относительное расчетное потокосцепление, т. е. относительное потокосцепление, рассчитанное в предположении, что ТТ с ПХН не насыщается и что остаточная индукция равна нулю:

$$\begin{aligned} \Psi_{02* \text{ расч}} = -\sin(\omega t + \varphi_2) + \sin \varphi_2 + \\ + \cos \varphi_2 (\omega \tau_1 - \omega \tau_2) [1 - \exp(-\omega t / \omega \tau_1)]. \end{aligned}$$

Последний член в правой части этого выражения представляет собой свободное потокосцепление.

Это выражение показывает, что при равенстве постоянных времени  $\tau_1 = \tau_2$  свободная составляющая потокосцепления отсутствует и сразу после включения начинает меняться так же, как и в установившемся режиме при данном  $A_z$ . При этом углы коммутации  $\gamma_1 = \omega t_1$  и  $\gamma_2 = \omega t_2$  для любого периода остаются неизменными и определяются по универсальным характеристикам установившегося режима [при условии, что  $\Psi_{02* \text{ расч}}(0) = A_z$ ].

Следует, однако, отметить, что практический интерес представляют переходные режимы, когда свободный ток

затухает более, чем за 0,5 периода, т. е. при  $\omega\tau_1 > 10$ . Но при таких значениях  $\omega\tau_1$  компенсация свободного потокоцепления возможна только при очень больших значениях угла  $\varphi_2 > 84^\circ$ . В реальных же схемах угол  $\varphi_2$ , как правило, значительно меньше  $84^\circ$ . Поэтому в реальных схемах возможны довольно интенсивные переходные процессы в ТТ с ПХН.

На рис. 3-13 построены графики  $\Psi_{02*расч}$  для трех значений угла:  $\varphi_2 = 0, 45$  и  $80^\circ$  при  $\omega\tau_1 = 10$ , что при частоте 50 Гц соответствует  $\tau_1 \approx 30$  мс. Из этих графиков видно, что за время первого полупериода ( $t \leq 10$  мс) потокоцепление быстрее всего нарастает при  $\varphi_2 = 80^\circ$ , а наиболее долго — при  $\varphi_2 = 0$ .

Для того чтобы ТТ с ПХН не насыщался в переходном и в наступающем затем установившемся режимах, обобщенный параметр должен удовлетворять условию

$$A_z \geq \Psi_{02*расч}(0) + \sin \varphi_2 + 1 + \cos \varphi_2 (\omega\tau_1 - \operatorname{tg} \varphi_2) = A_{z(0)}.$$

Если остаточное потокоцепление равно нулю, то необходимое значение  $A_{z(0)}$  тем меньше, чем больше угол  $\varphi_2$ . Например, при  $\varphi_2 = 80^\circ$   $A_{z(0)} = 2,71$ . Но при  $A_z = 2,71$  и угле  $\varphi_2 = 0 + 45^\circ$  первое насыщение наступает уже в момент  $t = 9 + 10$  мс.

При оценке возможности насыщения в переходном режиме нельзя игнорировать остаточное потокоцепление. У ТТ с замкнутым магнитопроводом из современной холоднокатаной стали вероятные значения  $\Psi_{02*расч}(0)$  лежат в пределах  $\pm A_z$ . Поэтому при любом значении  $A_z$  вероятность насыщения хотя бы на первом этапе переходного режима не равна нулю.

В наиболее общем случае переходный режим ТТ с ПХН можно разделить на три этапа. Первый этап начинается в момент  $t = 0$  и заканчивается в момент первого выхода из насыщения  $t = t_{2(1)}$ . На этом этапе характер переходного режима в сильной степени зависит от

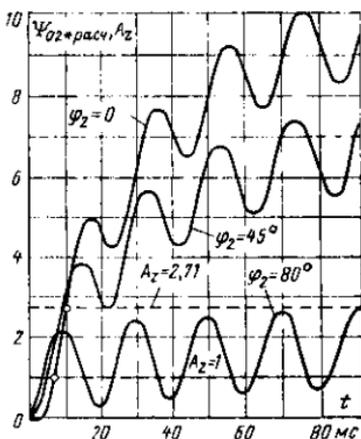


Рис. 3-13. Влияние угла  $\varphi_2$  на характер изменения потокоцепления ТТ с ПХН до первого насыщения при  $\Psi_0(0) = 0$ ,  $\omega\tau = 10$ .

остаточного потокосцепления. Второй этап начинается в момент  $t=t_{2(1)}$ . На этом этапе происходит одностороннее насыщение ТТ: в рассматриваемых условиях всегда только при  $\Psi_{02*} = +A_z$ , причем только один раз за период. Как показано в [64], характер переходного процесса на втором этапе при данном виде функции  $i_{1*}(t)$  зависит только от  $\omega\tau_1$  (при  $\varphi_2=0$ ). Расчет интегральных параметров можно проводить, например, по [64].

Третий этап характеризуется двусторонним насыщением ТТ. В рассматриваемых условиях он начинается с того отрицательного полупериода первичного тока, во время которого первый раз  $\Psi_{02*расч} = -A_z$ . Третий этап продолжается до наступления установившегося режима.

Следует отметить, что двустороннее насыщение ТТ в рассматриваемых условиях возможно только при  $A_z < 1$ . Поэтому при  $A_z \geq 1$  третий этап отсутствует.

Наиболее просто осуществляется графо-аналитический расчет переходного режима при  $\varphi_2=0$ . В этом случае

$$\Psi_{02*расч} = -\sin \omega t + 1 + \omega\tau_1 \left[ 1 - \exp\left(-\frac{\omega t}{\omega\tau_1}\right) \right].$$

Выход из насыщения всегда происходит в момент перехода первичного тока через нуль, причем на первом и втором этапах — 1 раз в период в момент перехода первичного тока через нуль с отрицательной первой производной.

На втором этапе относительное потокосцепление

$$\Psi_{02*} = A_z - \sin \omega t + \sin \omega t_2(n) + \omega\tau_1 \left[ \exp\left(-\frac{\omega t_2(n)}{\omega\tau_1}\right) - \exp\left(-\frac{\omega t}{\omega\tau_1}\right) \right].$$

При этом

$$\begin{aligned} \sin \omega t_1(n+1) + \omega\tau_1 \exp\left(-\frac{\omega t_1(n+1)}{\omega\tau_1}\right) &= \\ = \sin \omega t_2(n) + \omega\tau_1 \exp\left(-\frac{\omega t_2(n)}{\omega\tau_1}\right). \end{aligned}$$

Поскольку при  $\varphi_2=0$  моменты выхода из насыщения определяются по кривой  $i_{1*}(t)$  и зависят только от  $\omega\tau_1$ , то моменты насыщения также зависят только от  $\omega\tau_1$ .

Поэтому при  $\varphi_2=0$  и данном законе изменения  $i_{1*}$  графики токов, потокосцепления и других режимных параметров на втором этапе зависят только от  $\omega\tau_1$ . Это значит, что для каждого значения  $\omega\tau_1$  можно построить типовые графики погрешностей на втором этапе переходного режима.

При графо-аналитическом расчете переходного режима сначала строятся в общих осях координат два графика: график  $\Psi_{02*расч}$  и

график  $i_{1*}$ . На рис. 3-14 такие графики построены для  $\omega t_1 = 10$  и  $\varphi_2 = 0$  по следующим формулам:

$$\Psi_{02* \text{ расч}} = -\sin \omega t + 10 \left[ 1 - \exp\left(-\frac{\omega t}{10}\right) \right];$$

$$i_{1*} = -\cos \omega t + \exp\left(-\frac{\omega t}{10}\right).$$

В данном случае принято, что остаточное потокоосцепление равно нулю. Если бы оно не было равно нулю, то кривая 1 была бы смещена вверх при положительном остаточном потокоосцеплении или вниз при отрицательном потокоосцеплении.

До первого насыщения ТТ относительный вторичный ток  $i_{2*} = i_{1*}$ . Первое насыщение наступает в момент, когда  $|\Psi_{02* \text{ расч}}| = A_z$ . При

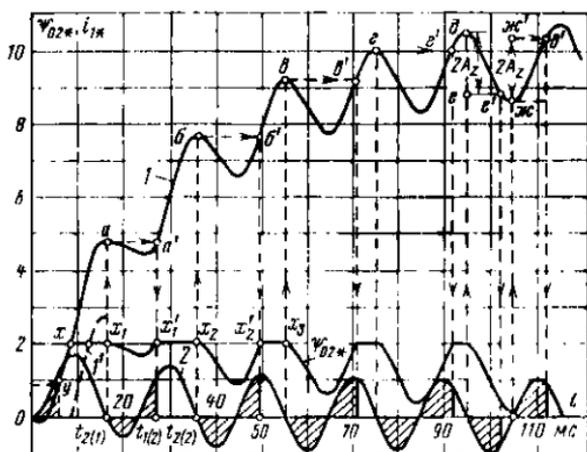


Рис. 3-14. Расчет переходного режима работы ТТ с ПХН при  $\varphi_2 = 0$ ,  $\omega t_1 = 10$ .  
1 —  $\Psi_{02* \text{ расч}}(t)$ ; 2 —  $i_{1*}(t)$ .

построении графика вторичного тока принято, что  $A_z = 0,85$ . При этом первое насыщение наступает в момент, соответствующий точке  $y$ . Поскольку  $\varphi_2 = 0$ , то в момент насыщения вторичный ток скачком снижается до нуля (импульс вторичного тока на первом этапе переходного процесса заштрихован).

Если бы ТТ имел положительное остаточное потокоосцепление, то кривая 1 располагалась бы выше и первое насыщение ТТ наступало бы раньше. А если бы ТТ имел отрицательное остаточное потокоосцепление, то первое насыщение наступало бы позже. Поэтому погрешность ТТ на первом этапе переходного процесса зависит, в частности, от остаточного потокоосцепления.

Момент первого выхода из насыщения находится как момент первого перехода первичного тока через нуль:  $t_{2(1)} = 16,5$  мс.

Далее по кривой 1 находится точка  $a$  с абсциссой  $t_{2(1)}$  и из нее проводится прямая, параллельная оси абсцисс, до пересечения с кривой 1 в точке  $a'$ . Абсциссой этой точки является второй момент

насыщения  $t_{1(2)}=27$  мс. Аналогичные построения выполняются и далее до конца второго этапа. График первичного тока разделен на заштрихованные участки, когда  $i_{02*}=0$ ,  $i_{1*}=i_{2*}$ , и на незаштрихованные участки, когда  $i_{02*}=i_{1*}$ ,  $i_{2*}=0$ . Третий этап начинается на том отрицательном полупериоде, на котором  $\Delta\psi_{02*}>2A_z$ . Это значит, что во время перемагничивания ТТ индукция достигает значения  $-B_{п}$ .

Очевидно, что момент окончания второго этапа зависит от  $A_z$  и  $\omega t_1$ . Второй этап заканчивается тем раньше, чем меньше  $A_z$  и чем меньше  $\omega t_1$ . Таким образом, при  $\varphi_2=0$  значение  $A_z$  не влияет на характер переходного процесса на втором этапе, но от  $A_z$  зависит момент окончания второго этапа.

На третьем этапе выход из насыщения происходит во время каждого перехода первичного тока через нуль (дважды за период), а моменты насыщения определяются из условия, что от момента  $t_{2(n)}$  до момента  $t_{1(n+1)}$  относительное потокоцепление меняется на  $+2A_z$  или  $-2A_z$ .

Третий этап начинается на пятом отрицательном полупериоде после пятого выхода из насыщения  $t_{2(5)}=95$  мс, когда  $\Delta\psi_{02*}>2A_z=1,7$ .

Для нахождения шестого момента насыщения на кривой  $I$  находится точка  $d'$  с абсциссой  $t_{2(6)}$ . Затем находится точка  $e$ , расположенная ниже точки  $d$  на  $2A_z$ . Из точки  $e$  проводится горизонтальная прямая до пересечения с кривой  $I$  в точке  $e'$ . Абсцисса этой точки и является моментом насыщения  $t_{1(6)}=102,2$  мс.

Следующий момент выхода из насыщения  $t_{2(6)}$  наступает в момент перехода первичного тока через нуль в начале шестого положительного полупериода. Из точки  $t=t_{2(6)}$  восстанавливается перпендикуляр и находится точка  $ж'$ , расположенная на  $2A_z$  выше точки  $ж$  на кривой  $I$ . Из точки  $ж'$  проводится горизонтальная прямая до пересечения с кривой  $I$  в точке  $d'$ . Абсцисса этой точки и является моментом седьмого насыщения  $t_{1(7)}=112$  мс. После этого наступает практически установившийся режим.

Рассматривая графики токов на втором и третьем этапах, можно видеть, что наибольшая погрешность возникает в самом начале второго этапа, после первого выхода из насыщения. Поскольку переходный процесс на втором этапе не зависит от  $A_z$ , то и наибольшая погрешность ТТ с ПХН в переходном режиме тоже не зависит от  $A_z$ , т. е. от кратности тока или от  $z_2$ .

Поскольку ТТ во время отрицательного полупериода не насыщается, то площадь второго положительного импульса относительного вторичного тока численно равна площади первого отрицательного импульса относительного первичного тока. С увеличением  $\omega t_1$  эти площади уменьшаются и соответственно уменьшается вторичный ток во время второго положительного полупериода первичного тока. При этом увеличивается номер периода, на котором погрешность ТТ снижается до допустимого значения, т. е. замедляется нарастание интегральных пара-

метров вторичного тока (действующего значения, амплитуды и т. д.).

Это явление особенно нежелательно у ТТ в схемах быстродействующих защит. Известны случаи, когда по этой причине происходили излишние срабатывания и отказы быстродействующих защит.

Из приведенных графиков видно, что при  $\omega\tau_1=10$  и  $\varphi_2=0$  во втором и третьем полупериодах амплитуда намагничивающего тока равна амплитуде первичного тока, т. е. амплитудная полная погрешность  $\varepsilon_a > 100\%$ . При этом она не зависит ни от нагрузки ТТ, ни от кратности тока, ни от остаточной индукции. Амплитудная полная погрешность оказывается ниже  $100\%$  только спустя 70 мс после включения первичного тока. При  $\omega\tau_1 > 10$  снижение полной погрешности происходит еще медленнее.

Во время насыщенного состояния ТТ на первом и втором этапах относительное потокосцепление  $\Psi_{02*} = A_z$ . Во время перемагничивания ТТ на любом интервале времени первая производная потокосцепления изменяется так же, как и по кривой  $I$  на данном интервале времени. Это обстоятельство позволяет довольно просто строить график относительного потокосцепления. Способ графо-аналитического расчета кривой относительного потокосцепления поясняется на примере такого графика для  $A_z=2$  при  $\omega\tau_1=10$ ,  $\varphi_2=0$  и  $\Psi_{02*}(0)=0$  (рис. 3-14).

На кривой  $I$  находится точка  $x$  с ординатой, равной  $\Psi_{02*} = A_z$ . Абсцисса ее  $t_{1(1)} = 8,8$  мс. На интервале  $t=0 \rightarrow t_{1(1)}$  относительное потокосцепление равно расчетному, т. е. участок  $0-x$  является участком кривой  $\Psi_{02*}(t)$ . Далее происходит насыщение, и на интервале  $t=t_{1(1)} \rightarrow t_{2(1)}$   $\Psi_{02*} = A_z = 2$  (участок  $x-x_1$ ). Чтобы получить кривую изменения  $\Psi_{02*}$  на участке  $t_{2(1)}-t_{1(2)}$ , т. е. между точками  $x_1$  и  $x'_1$ , следует участок  $a-a'$  кривой  $I$  опустить вниз таким образом, чтобы точка  $a$  совпала с точкой  $x_1$ , а точка  $a'$  совпала с точкой  $x'_1$ . Далее опять идет горизонтальный участок ( $x'_1-x_2$ ). Затем участок  $b-b'$  кривой  $I$  опускается так, чтобы точка  $b$  совпала с  $x_2$ , точка  $b'$  — с  $x'_2$ . Аналогично строится и остальная часть кривой  $\Psi_{02*}(t)$ .

Как и следовало ожидать, на втором этапе переходного процесса моменты насыщения и моменты выхода из насыщения не зависят от значения  $A_z$ : при  $A_z=2$  они остаются такими же, как при  $A_z=0,85$ . Момент же первого насыщения зависит не только от остаточного потокосцепления, но и от  $A_z$ , что видно по разному положению точек  $y$  и  $x$ . Чтобы в рассматриваемом примере ТТ не насыщался в течение всего первого периода первичного тока, необходимо обеспечить  $A_z=4,8$ .

При  $A_2 \geq 5$  ТТ не насыщается во время первого полупериода практически при любых значениях  $\omega\tau_1$  и  $\varphi_2$ . При этом в первый период первичный ток трансформируется без погрешностей, однако это не исключает большой погрешности во время второго периода, а также большой погрешности и во время первого полупериода из-за остаточной индукции.

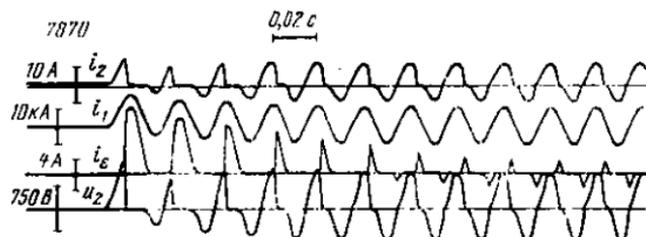


Рис. 3-15. Осциллограмма токов ТТ типа ТФНР-35-1000/1 при  $I_1=10$  кА,  $\omega\tau_1=10$ ,  $A_2=1$ ,  $\cos \varphi_H=1,0$ .

На рис. 3-15 приведена осциллограмма токов, снятая при испытании ТТ высокого напряжения при  $\omega\tau_1 \approx 10$ ,  $A_2 \approx 1,0$ ,  $\varphi_2 \approx 0$ , т. е. в условиях, для которых рассчитаны графики токов на рис. 3-14. Формы кривых токов на осциллограмме довольно похожи на расчетные. Ниже приводятся значения амплитудной полной погрешности, рассчитанные по кривым на рис. 3-14 и по данной осциллограмме. Эти погрешности тоже довольно близко совпадают:

Время, мс . . . . .	10	30	50	70	90	110
$\epsilon_a$ по осциллограмме, % . . .	150	123	108	97	77	60
$\epsilon_a$ по расчетной кривой, % . .	170	130	115	105	75	60

На рис. 3-16 показан графо-аналитический расчет токов в переходном режиме при  $\omega\tau_1=10$ ,  $A_2=1,0$ ,  $\varphi_2=80^\circ=1,4$  рад.

В данном случае расчетное относительное потокоосцелление (кривая  $I$ ):

$$\Psi_{02*расч} = -\sin(\omega t + 1,4) + 0,98 + 0,73 \left[ 1 - \exp\left(-\frac{\omega t}{10}\right) \right].$$

Момент первого насыщения определяется по точке  $x$ , как и в случае  $\varphi_2=0$ . При  $A_2=1$   $t_{1(1)}=5,8$  мс.

Далее строится график относительного вторичного тока после первого насыщения. Из точки  $y$  на кривой  $i_{1*}(t)$  проводится экспонента

$$i_{2*} = i_{1*}(t_{1(1)}) \exp\left(-\frac{\omega t - \omega t_{1(1)}}{\omega\tau_2}\right).$$

В данном случае  $\omega\tau_2 = \text{tg } \varphi_2 = \text{tg } 80^\circ = 5,77$ .

Момент первого выхода из насыщения определяется по точке  $y'$  пересечения графиков вторичного и первичного токов. Здесь  $t_{2(1)} = 15$  мс, т. е. ТТ выходит из насыщения раньше, чем при  $\varphi_2 = 0$ , но  $t_{2(1)}$  зависит от  $A_z$ . При этом переходный процесс на втором этапе также зависит от  $A_z$ . Момент второго насыщения находится, как и при  $\varphi_2 = 0$ , но только абсцисса точки  $a$  принимается равной  $t_{2(1)}$ .

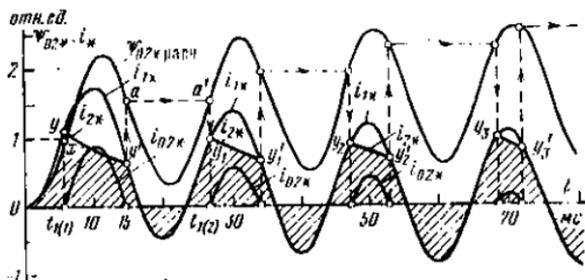


Рис. 3-16. Расчет переходного режима работы ТТ с ПХН при  $\varphi_2 = 80^\circ$ ,  $\omega\tau_1 = 10$ .

В данном случае  $t_{1(2)} = 26,5$  мс. Из точки  $y_1$  с абсциссой  $t_{1(2)}$  проводится экспоненциальная кривая вторичного тока:

$$i_{2*} = i_{1*}(t_{1(2)}) \exp\left(-\frac{\omega t - \omega t_{1(2)}}{\omega\tau_2}\right).$$

По точке  $y'_1$  пересечения этой кривой с  $i_{1*}(t)$  находится момент второго выхода из насыщения  $t_{2(2)} = 34$  мс и т. д.

Из рассмотрения рис. 3-16 можно видеть, что с увеличением  $A_z$  уменьшается время первого выхода из насыщения, точка  $a$  поднимается на кривой  $\Psi_{02*расч}$ , время второго насыщения увеличивается и это отражается на всем переходном процессе -- погрешности ТТ на втором этапе уменьшаются.

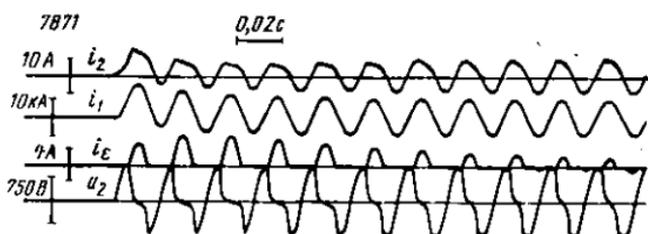


Рис. 3-17. Осциллограмма токов ТТ типа ТФНР-35-1000/1 при  $\omega\tau_1 = 10$ ,  $A_z = 1$ ,  $\cos \varphi_{н} = 0,2$ .

Снижение  $A_z$  существенно отражается на втором этапе переходного процесса до тех пор, пока точка  $y'$  заметно удалена от оси абсцисс. При достаточно малом  $A_z$  первый выход из насыщения происходит практически в момент перехода первичного тока через нуль, как и при  $\varphi_2 = 0$ , и характер переходного процесса на втором этапе практически не зависит от  $A_z$ .

На рис. 3-17 приведена осциллограмма, снятая при испытании ТТ высокого напряжения примерно в тех же условиях, для которых рассчитаны кривые на рис. 3-16.

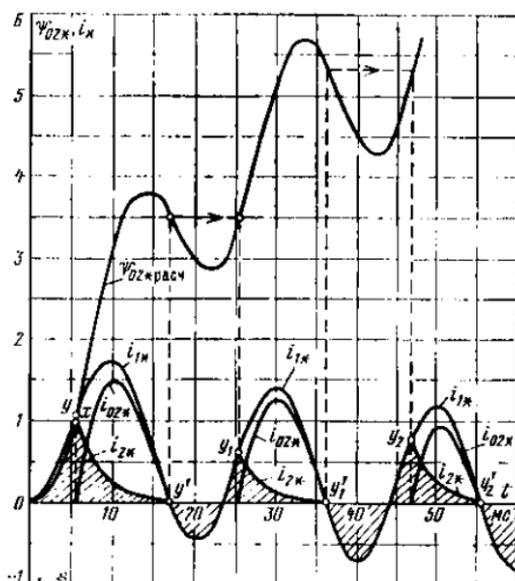


Рис. 3-18. Расчет переходного режима работы ТТ с ПХЛ при  $\varphi_2=45^\circ$ ,  $\omega\tau_1=10$ .

При этом также данные опыта и расчета довольно близко совпадают (кроме первого полупериода).

На рис. 3-18 приведены расчетные графики токов при  $\varphi_2=45^\circ$  и прочих равных условиях. В данном случае уже при  $A_z \leq 1$  первый выход из насыщения практически совпадает с моментом перехода первичного тока через нуль. Поэтому на втором этапе переходный процесс не зависит от  $A_z$  уже при  $A_z \leq 1$ .

По данным приведенных расчетов на рис. 3-19 построены графики, иллюстрирующие влияние угла  $\varphi_2$  на амплитудную полную погрешность в переходном режиме. Каждая точка отображает амплитудную полную погреш-

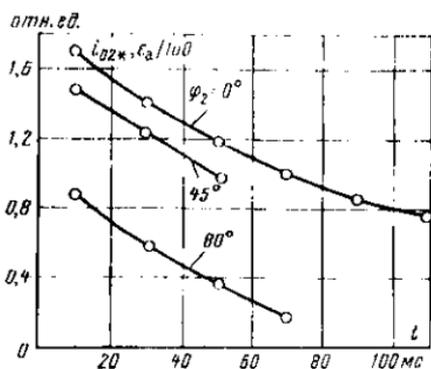


Рис. 3-19. Влияние угла  $\varphi_2$  на полную погрешность в переходном режиме при  $\omega\tau_1=10$ ,  $A_z=1$ ,  $\Psi(0)=0$ .

пость и дискретное время, когда эта погрешность имеет место. Из этих графиков видно, что при данном значении  $A_z$  увеличение  $\varphi_2$  способствует снижению полной погрешности в переходном режиме.

Все сказанное до сих пор в отношении переходной погрешности справедливо при условии, что остаточное потокосцепление равно нулю. Между тем у ТТ с ПХН в зависимости от предшествующего режима остаточная индукция может быть любой в пределах  $\pm B_{\text{н}}$ .

Чтобы найти момент первого насыщения с учетом остаточной индукции, ординату точки  $x$  на расчетной кривой относительного потокосцепления следует принять равной

$$A_z - \frac{B(0)}{B_{\text{макс}}} = A_z \left( 1 - \frac{B(0)}{B_{\text{н}}} \right).$$

Таким образом, при  $B(0) = B_{\text{н}}$  точка  $x$  оказывается в начале координат и  $t_{1(1)} = 0$ . При этом ток в первый полупериод вообще не трансформируется и ТТ начинает работать только после первого перехода тока через нуль, т. е. с запаздыванием, близким к 20 мс (при частоте 50 Гц). Если же  $B(0) = -B_{\text{н}}$  (другой крайний случай), то ордината точки  $x$  равна  $2A_z$  и погрешность ТТ в первый полупериод получается несколько меньше, чем при  $B(0) = 0$ . Если  $A_z \geq 3$ , то при  $B(0) = -B_{\text{н}}$  ток в первый период трансформируется без погрешностей.

Следует отметить, что остаточная индукция любого знака равновероятна. При этом математическое ожидание остаточной индукции близко к нулю.

### 3-7. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ПРОХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТТ

Проходной характеристикой ТТ называется зависимость действующего вторичного тока от действующего первичного тока при практически синусоидальном первичном токе. Проходная характеристика может быть снята экспериментально при испытании по методу первичного тока или по методу вторичного тока.

При испытании по методу первичного тока первичная обмотка испытываемого ТТ питается от источника практически синусоидального тока нормальной частоты НУ (рис. 3-20). Первичный ток измеряется амперметром  $A_1$ , а вторичный ток — амперметром  $A_2$ , причем сопротивление амперметра  $A_2$  должно быть исчезающе малым по сравнению с сопротивлением ветви вторичного тока. Если используются достаточно точные амперметры, то метод первичного тока позволяет снимать зависимость  $I_2(I_1)$  с погрешностью не более 1—2%, что для схем релейной защиты вполне приемлемо. Недостаток метода первичного тока обусловлен тем, что для него требуется

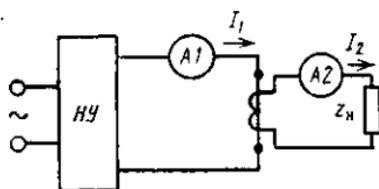


Рис. 3-20. Схема испытания первичным током при проверке проходной характеристики ТТ.

источник, позволяющий получать при испытании ТТ большие синусоидальные токи, что вызывает ряд практических трудностей. Этого недостатка лишен метод вторичного тока, предложенный автором. При испытании по методу вторичного тока источник тока включается на выводы вторичной обмотки (рис. 3-21,а), первичная обмотка остается разомкнутой. Для определения вторичного тока, который будет при первичном токе  $I_{1x}$ , ток  $I_{н.у}$  от НУ устанавливается равным  $I_{н.у} = I_{1x} \omega_1 / \omega_2 = I_{12c}$ .

Таким образом, для испытаний по методу вторичного тока требуется источник тока, позволяющий получать токи, в  $\omega_2/\omega_1$  раз меньше, чем при испытании по методу первичного тока. Но этому методу присуща специфическая погрешность. Для оценки ее рассмотрим схему замещения (рис. 3-21,б), соответствующую принципиальной схеме испытания.

Из этой схемы замещения следует, что ток в амперметре А2

$$I'_2 = I_{н.у} \frac{|Z_{02} + Z_{T2}|}{|Z_{02} + Z_{T2} + Z_{н}|} = \frac{I_{1x} \omega_1}{\omega_2} \frac{|Z_{02} + Z_{T2}|}{|Z_{02} + Z_{T2} + Z_{н}|},$$

тогда как в действительности при первичном токе  $I_{1x}$  ток в амперметре А2 должен быть:

$$I_2 = \frac{I_{1x} \omega_1}{\omega_2} \frac{|Z_{02}|}{|Z_{02} + Z_{T2} + Z_{н}|}.$$

Отсюда дополнительная погрешность метода (по сравнению с методом первичного тока), %.

$$\beta = \left( \frac{I'_2}{I_2} - 1 \right) 100 \approx \frac{Z_{T2}}{Z_{02}} 100.$$

Таким образом, чем меньше отношение  $Z_{T2}/Z_{02}$ , тем меньше и дополнительная погрешность метода вторичного тока.

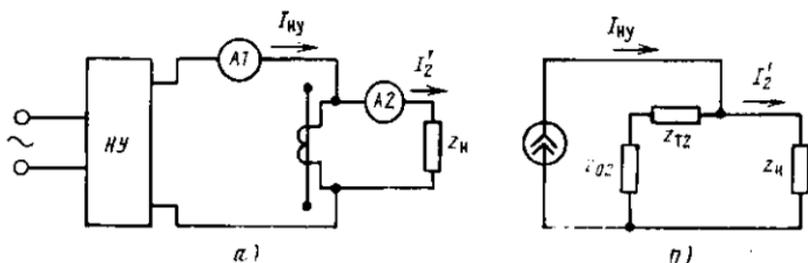


Рис. 3-21. Схема испытания (а) и ее схема замещения (б) при проверке проходной характеристики ТТ вторичным током.

У большинства промышленных ТТ с замкнутыми магнитопроводами отношение  $Z_{T2}/Z_{02} < 0,03$ . При этом дополнительная погрешность метода вторичного тока не превышает 3%, что в большинстве случаев для релейной защиты вполне допустимо.

### 3-8. ИЗМЕРЕНИЕ НАМАГНИЧИВАЮЩЕГО ТОКА ПОЛНОЙ ПОГРЕШНОСТИ И Э. Д. С. В НАГРУЗОЧНОМ РЕЖИМЕ

На рис. 3-22 приведена соответствующая ГОСТ 7746-68 схема испытаний при проверке предельной кратности ТТ с одним образцовым ТТ (ОТТ). Схема пригодна для измерения полной погрешности и намагничивающего тока. Первичные обмотки испытываемого ТТ (ИТТ) и ОТТ последовательно питаются от источника тока НУ.

Амперметры  $A_1$  и  $A_2$  измеряют действующий первичный ток  $I_1$  и вторичный ток  $I_2$  ИТТ. Амперметр  $A_0$  служит для измерения намагничивающего тока или тока полной погрешности. Параметр тока, на который реагирует этот амперметр, зависит от того, какой параметр намагничивающего тока или тока полной погрешности измеряется. Если измеряются действующие намагничивающий ток или ток полной погрешности, то  $A_0$  должен быть амперметром, измеряющим действующий ток.

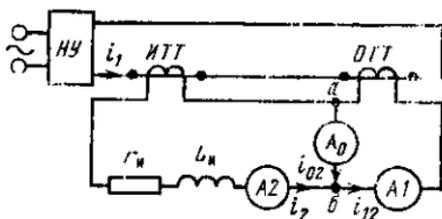


Рис. 3-22. Схема измерения намагничивающего тока или тока полной погрешности ТТ под нагрузкой.

Активное сопротивление и индуктивность системы реостат — реактор  $r_n$ ,  $L_n$  выбираются так, чтобы сопротивление нагрузки ИТТ с учетом соединительных проводов и измерительных приборов имело заданные параметры  $z_n$  и  $\varphi_n$ . При этом сопротивление амперметра  $A_0$  должно быть таким, чтобы напряжение между точками  $a$  и  $b$  схемы было исчезающе малым по сравнению со вторичным напряжением ИТТ.

При измерении намагничивающего тока отношение чисел витков ОТТ  $w_2/w_1$  должно быть равно отношению чисел витков ИТТ. Намагничивающий ток ОТТ должен быть исчезающе мал по сравнению с намагничивающим током ИТТ. В этих условиях амперметр  $A_0$  с достаточной точностью измеряет вторичный намагничивающий ток ИТТ, а  $I_{0*} = I_{A0}/I_{A1}$ .

При измерении полной погрешности ток ОТТ также должен быть исчезающе мал по сравнению с намагничивающим током ИТТ, но отношение витков ОТТ должно быть равно номинальному коэффициенту трансформации ИТТ. Таким образом, если ИТТ имеет витковую коррекцию, то отношение чисел витков ОТТ должно быть немного больше, чем у ИТТ. В этих условиях амперметр  $A_0$  измеряет с достаточной точностью ток полной погрешности, деленный на  $n_{т.ном}$ , а полная погрешность ИТТ, %,

$$\epsilon = \frac{I_{A0}}{I_{A1}} 100.$$

В этой и предыдущей формулах  $I_{A0}$  и  $I_{A1}$  — действующие токи, измеренные амперметрами  $A_0$  и  $A_1$ .

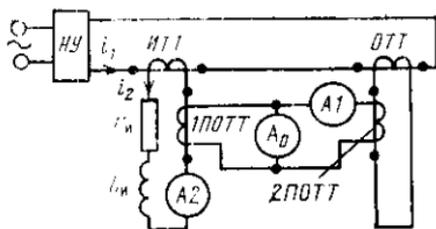


Рис. 3-23. Схема измерения полной погрешности в общем случае.

исчезающе малые по сравнению с  $I_0$ . ИТТ. Отношения чисел витков 1П0ТТ и 2П0ТТ подбираются так, чтобы при измерении намагничивающего тока обеспечить

$$\frac{\omega_2 (\text{0ТТ}) \omega_2 (\text{1П0ТТ}) \omega_2 (\text{2П0ТТ})}{\omega_1 (\text{0ТТ}) \omega_1 (\text{1П0ТТ}) \omega_1 (\text{2П0ТТ})} = \frac{\omega_2 (\text{ИТТ})}{\omega_1 (\text{ИТТ})},$$

а при измерении полной погрешности обеспечить

$$\frac{\omega_2 (\text{0ТТ}) \omega_2 (\text{1П0ТТ}) \omega_2 (\text{2П0ТТ})}{\omega_1 (\text{0ТТ}) \omega_1 (\text{1П0ТТ}) \omega_1 (\text{2П0ТТ})} = n_{\text{т.ном}}$$

В этих формулах  $\omega_1 (\text{0ТТ})$ ,  $\omega_1 (\text{1П0ТТ})$ ,  $\omega_1 (\text{2П0ТТ})$ ,  $\omega_1 (\text{ИТТ})$  — числа витков первичных обмоток 0ТТ, 1П0ТТ, 2П0ТТ и ИТТ;  $\omega_2 (\text{0ТТ})$ ,  $\omega_2 (\text{1П0ТТ})$ ,  $\omega_2 (\text{2П0ТТ})$ ,  $\omega_2 (\text{ИТТ})$  — числа витков вторичных обмоток тех же ТТ.

На рис. 3-24 приведена схема испытания при одновременном измерении и намагничивающего тока, и э. д. с. ТТ в нагрузочном режиме. Здесь используются один 0ТТ и два одинаковых ИТТ (ИТТ1 и ИТТ2).

Параметры 0ТТ и параметры системы реостат — реактор  $r_{н1}$ ,  $L_{н1}$  выбираются так же, как в предыдущих схемах. Во вторичной цепи второго ИТТ включены две системы реостат — реактор. У одной из них сопротивление  $r_{вт}$  и индуктивность  $L_{т2}$  выбираются равными активному сопротивлению и индуктивности рассеяния вторичной обмотки ИТТ1. Параметры другой системы реостат — реактор  $r_{н2}$ ,  $L_{н2}$  выбираются так, чтобы сопротивление нагрузки ИТТ2 получалось таким же, как и у ИТТ1. При этом амперметр  $A_0$ , как и в предыдущих схемах, измеряет намагничивающий ток или ток полной погрешности, а вольтметр измеряет э. д. с. ИТТ1, поскольку напряжение на вольтметре  $V1$

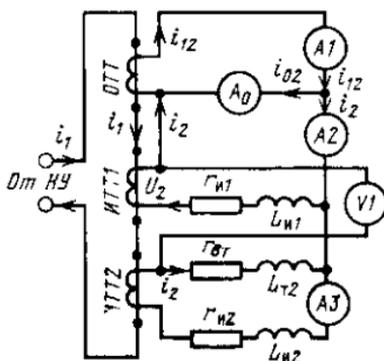


Рис. 3-24. Схема измерения э. д. с. и намагничивающего тока ТТ под нагрузкой.

0Т — образцовый ТТ; ИТТ1 и ИТТ2 — одинаковые испытуемые ТТ.

$$u_{V1} = (r_{вт} + r_{н1}) i_2 + (L_{т2} + L_{н1}) \frac{di_2}{dt}.$$

Если требуется осциллографировать токи или э. д. с., то осциллографы включаются в цепи соответствующих амперметров и вольтметра.

Все рассмотренные схемы в принципе пригодны как для установившегося, так и для переходного режима, но при условии, что в исследуемом режиме ОТТ не насыщаются. Следует отметить, что предотвратить насыщение ОТТ в переходном режиме с большой постоянной времени очень трудно.

На рис. 3-25 приведены схемы испытаний, не требующие использования ОТТ, что особенно ценно в переходном режиме. Но эти схемы легко реализуемы при испытаниях ТТ с отношениями чисел витков, близкими к 1. В основном это промежуточные и модельные ТТ.

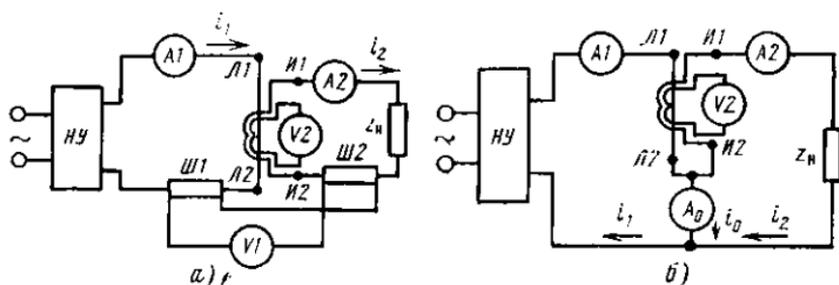


Рис. 3-25. Схемы измерения намагничивающего тока и э. д. с. без образцового ТТ.

На схеме рис. 3-25,а намагничивающий ток или ток полной погрешности измеряется при помощи вольтметра  $V_1$ . Напряжение на этом вольтметре

$$u_{V1} = r_{ш1} i_1 - r_{ш2} i_2 = r_{ш1} (i_1 - K_{ш} i_2),$$

где  $r_{ш1}$  и  $r_{ш2}$  — сопротивления шунтов  $Ш1$  и  $Ш2$ ;  $K_{ш} = r_{ш2}/r_{ш1}$ .

При измерении намагничивающего тока сопротивления шунтов выбираются по условию:  $K_{ш} = \omega_2/\omega_1$ . Тогда  $u_{V1} = r_{ш1} i_{01}$ , и, если вольтметр измеряет действующее напряжение  $U_{V1}$ ,

$$I_{01} = U_{V1}/r_{ш1};$$

$$I_{0*} = U_{V1}/I_1 r_{ш1} \cdot 100.$$

При измерении тока полной погрешности сопротивления шунтов выбираются по условию:  $K_{ш} = n_{г.ном}$ . Тогда

$$I_* = U_{V1}/r_{ш1}; \quad * = \frac{U_{V1}}{I_1 r_{ш1}} 100.$$

Если у ТТ  $\omega_2 = \omega_1$ , то применима схема, приведенная на рис. 3-25,б.

В этой схеме амперметр  $A_0$  непосредственно измеряет намагничивающий ток. Но при измерении необходимо обеспечить, чтобы напряжение на амперметре было исчезающе мало по сравнению со вторичным напряжением ТТ.

Обе схемы пригодны для измерения и осциллографирования намагничивающего тока как в установившемся, так и в переходном режиме при любой форме кривой первичного тока. Вторичная э. д. с.

может быть определена по характеристике  $x, x$  на основании измеренного значения намагничивающего тока.

Электродвижущую силу самоиндукции вторичной обмотки можно измерить непосредственно при помощи вспомогательной обмотки. Вспомогательная обмотка выполняется подобно вторичной обмотке, благодаря чему ее потокосцепление равно потокосцеплению вторичной обмотки, а э. д. с. самоиндукции равна э. д. с. самоиндукции вторичной обмотки. При этом вольтметр  $V_2$  с большим внутренним сопротивлением измеряет напряжение, практически равное э. д. с. самоиндукции вторичной обмотки. Эта э. д. с. больше, чем вторичное напряжение ТТ, на величину падения напряжения в  $L_{\text{вт}}$  и меньше, чем э. д. с. ТТ в схеме замещения, на величину падения напряжения в  $L_{\tau 2}$ .

Если индуктивность рассеяния вторичной обмотки равна нулю (как, например, у ТТ с тороидальным магнитопроводом и равномерно распределенной вторичной обмоткой), то вольтметр  $V_2$  измеряет непосредственно э. д. с. ТТ в схеме замещения  $E_2$ . При этом представляется возможным определить истинное полное сопротивление вторичной ветви:  $z_2 = E_2 / I_2$ .

Вспомогательную обмотку лучше всего закладывать при изготовлении вторичной обмотки. При этом рядом с каждым витком вторичной обмотки кладется виток вспомогательной обмотки. Возможно также изготовление вторичной и вспомогательной обмоток из двух предварительно свитых между собой проволок. Поскольку вспомогательная обмотка используется только для измерения напряжения, то она может быть выполнена из проволоки меньшего сечения, чем вторичная обмотка. При этом ее витки могут располагаться в зазорах между витками вторичной обмотки. Важно, чтобы вспомогательная обмотка имела то же число витков, что и вторичная обмотка, и чтобы обе они пронизывались практически одним и тем же магнитным потоком. Если вспомогательная обмотка изготовлена правильно, то напряжение на ней при  $x, x$  ТТ в точности равно напряжению на вторичной обмотке.

## ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

### РЕЖИМЫ РАБОТЫ ГРУПП ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

#### 4-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В большинстве устройств релейной защиты и автоматики блоки, обрабатывающие информацию о токах, питаются от нескольких ТТ, образующих ту или иную группу — сокращенно ГТТ. Группы подразделяются по числу ТТ и по схеме их соединения между собой и с нагрузкой. При этом все ГТТ в отношении режимов работы ТТ, входящих в состав группы, подразделяются на два класса — А и Б. К классу А относятся ГТТ, в которых режим работы каждого ТТ не зависит от режима работы других ТТ данной группы. К классу Б относятся ГТТ, в которых режим работы одного ТТ зависит от режимов

работы других ТТ данной группы. Вопрос о том, к какому классу относится данная группа, решается у данного вида ГТТ в зависимости от значения параметров схемы замещения. Например, группа из двух ТТ (рис. 4-1) относится к классу А только в том случае, когда сопротивление в общей ветви группы можно не учитывать (см. ниже).

Принципы расчета режима работы ГТТ в сильной степени зависят от того, к какому классу относится данная ГТТ. Если ГТТ относится к классу А, то вторичный ток и другие режимные параметры каждого ТТ рассчитываются так же, как и в случае, когда ТТ работает вне группы (как одиночный), т. е. сравнительно просто, например по методам, описанным в предыдущих главах.

Если же ГТТ относится к классу Б, то токи как в общей ветви группы, так и во вторичных ветвях ТТ могут существенно отличаться (и по значениям и по форме) от токов, которые получаются в этих ветвях, когда ГТТ относится к классу А. Поэтому ГТТ класса Б следует рассматривать как единое целое, что весьма усложняет расчеты, особенно расчеты переходных режимов или даже установившихся режимов, когда в группу входят нелинейные ТТ.

Аналитические расчеты режимов работы ГТТ класса Б возможны только в самых простейших случаях. В основном же такие расчеты должны вестись при помощи вычислительных машин. При помощи вычислительных машин реализуются математические модели ГТТ — функциональные либо динамические. Предпочтительнее динамические модели ГТТ, так как они хорошо приспособлены для расчета изменения режимных параметров ГТТ во времени, т. е. для расчета переходных режимов. Кроме того, динамическая математическая модель ГТТ может работать в сочетании с реальной панелью релейной защиты или автоматического устройства, что очень ценно при исследовании влияния режимов работы ГТТ на режимы работы релейной защиты или автоматического устройства в целом.

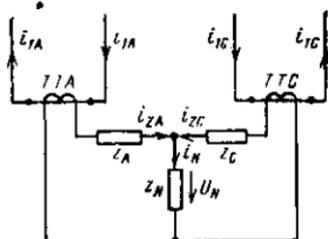


Рис. 4-1. Основная группа из двух ТТ.

В настоящее время достаточно подробно разработаны вопросы моделирования ГТТ на аналоговых ЭВМ [24, 30]. Динамическое моделирование ГТТ на цифровых ЭВМ только начинается [30, 59, 60]. В настоящей главе используются динамические модели ГТТ на цифровых ЭВМ, так как такие модели обладают рядом преимуществ перед моделями на аналоговых ЭВМ.

#### 4.2. ГРУППЫ ИЗ ДВУХ И ТРЕХ ТТ

На рис. 4-1 приведена общая принципиальная схема группы из двух ТТ (сокращенно ГТТ-2). Она состоит из двух ТТ; *ТТА* и *ТТС* и из нагрузки в виде трехполюсника  $z_A, z_C, z_N$ .

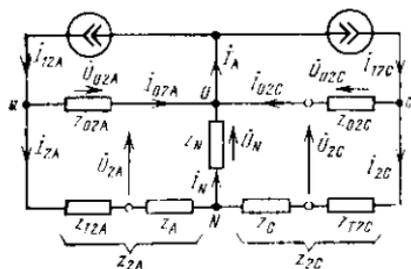


Рис. 4-2. Общая комплексная схема замещения группы из двух ТТ.

Элемент нагрузки  $z_A$  включен непосредственно во вторичную ветвь *ТТА* и называется индивидуальной (собственной) нагрузкой *ТТА*. Элемент  $z_C$  включен во вторичную ветвь *ТТС* и называется индивидуальной нагрузкой *ТТС*. Элемент  $z_N$  включен в общую ветвь группы и называется общей нагрузкой группы.

Для принятых на рисунке условных положительных направлений токов общий ток группы равен сумме вторичных токов отдельных ТТ:  $i_N = i_{2A} + i_{2C}$ .

Здесь и далее индексами *A* и *C* отмечены параметры и величины, относящиеся к *ТТА* и *ТТС* соответственно.

На рис. 4-2 приведена комплексная схема замещения ГТТ-2. В этой схеме замещения вторичный ток *ТТА*

$$i_{2A} = \frac{z_{02A}(z_{\Sigma C} + z_N) i_{12A} - z_N z_{02C} i_{12C}}{z_{\Sigma A} z_{\Sigma C} + z_N (z_{\Sigma A} + z_{\Sigma C})};$$

вторичный ток ТТС

$$i_{2C} = \frac{z_{02C}(z_{\Sigma A} + z_N) i_{12C} - z_N z_{02A} i_{12A}}{z_{\Sigma A} z_{\Sigma C} + z_N (z_{\Sigma A} + z_{\Sigma C})};$$

общий ток ГТТ-2

$$i_N = \frac{z_{02A} z_{\Sigma C} i_{12A} + z_{02C} z_{\Sigma A} i_{12C}}{z_{\Sigma A} z_{\Sigma C} + z_N (z_{\Sigma A} + z_{\Sigma C})};$$

где

$$Z_{\Sigma A} = Z_{02A} + Z_{T2A} + i^2 Z_A$$

$$Z_{\Sigma C} = Z_{02C} + Z_{T2C} + Z_C$$

Таким образом, в общем случае режим работы одного ТТ зависит от токов другого ТТ, т. е. ГТТ-2 работает в классе Б. Только в частном случае, когда  $Z_N = 0$ , ГТТ-2 работает в классе А.

Если у рассматриваемой группы изменить условные положительные направления первичного, намагничивающего и вторичного токов, то получится дифференциальная группа (рис. 4-3), сокращенно называемая далее ДГТТ-2. У нее общий ток равен разности вторичных токов ТТА и ТТС.

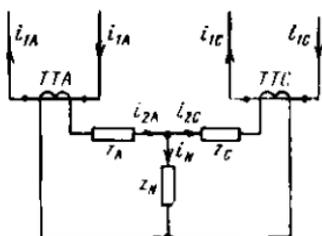


Рис. 4-3. Дифференциальная группа из двух ТТ (ДГТТ-2).

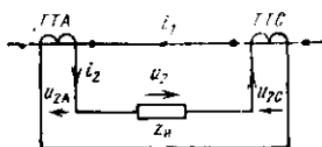


Рис. 4-4. Группа из двух ТТ с последовательно соединенными вторичными обмотками.

Группа ДГТТ-2 получается из ГТТ-2 путем перемены местами выводов первичной или вторичной обмотки ТТС. Выражения для токов в комплексной схеме замещения получаются из выражений для токов ГТТ-2, если в них заменить  $+I_{2C}$  на  $-I_{2C}$ .

На рис. 4-4 приведена схема группы из двух ТТ с последовательно соединенными обмотками. Она эквивалентна ДГТТ-2, у которой  $i_{1A} = i_{1C} = i_1$ ,  $Z_N = \infty$ ,  $i_{2A} = i_{2C} = i_2$ ,  $i_N = 0$ ,  $Z_A + Z_C = Z_N$ .

При этом вторичный ток в комплексной схеме замещения

$$i_2 = i_1 \frac{Z_{02A} \omega_{1A} / \omega_{2A} + Z_{02C} \omega_{1C} / \omega_{2C}}{Z_2},$$

а вторичные намагничивающие токи отдельных ТТ

$$i_{02A} = i_{12A} - i_2 = I_1 \frac{1}{Z_{\Sigma}} \left[ (Z_{02C} + Z_{\tau 2C} + Z_{\tau 2A} + Z_{\text{н}}) \times \right. \\ \left. \times \frac{\omega_{1A}}{\omega_{2A}} - Z_{02C} \frac{\omega_{1C}}{\omega_{2C}} \right]; \\ i_{02C} = i_1 \frac{1}{Z_{\Sigma}} \left[ (Z_{02A} + Z_{\tau 2A} + Z_{\tau 2C} + Z_{\text{н}}) \times \right. \\ \left. \times \frac{\omega_{1C}}{\omega_{2C}} - Z_{02A} \frac{\omega_{1A}}{\omega_{2A}} \right],$$

где

$$Z_{\Sigma} = Z_{02A} + Z_{02C} + Z_{\tau 2A} + Z_{\tau 2C} + Z_{\text{н}}.$$

Отсюда видно, что режим работы группы в сильной степени зависит от соотношения чисел витков обмоток обоих ТТ.

Если отношения чисел витков обмоток у них одинаковы, т. е.  $\omega_{1A}/\omega_{2A} = \omega_{1C}/\omega_{2C} = \omega_1/\omega_2$ , то

$$i_2 = i_1 \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{Z_{02A} + Z_{02C}}{Z_{\Sigma}}.$$

При этом группа эквивалентна одиночному ТТ, у которого нагрузка равна  $Z_{\text{н}}$ ,  $Z_{02} = Z_{02A} + Z_{02C}$ ,  $Z_{\tau 2} = Z_{\tau 2A} + Z_{\tau 2C}$ . Погрешности такой группы меньше, чем погрешности отдельно взятого ТТА или ТТС с той же нагрузкой. Если же отношения чисел витков у ТТА и ТТС неодинаковы, то один из ТТ работает с увеличенным намагничивающим током и погрешности группы могут быть даже больше, чем у одного из ТТ с той же нагрузкой. Поэтому последовательно соединяются только ТТ с одинаковыми отношениями чисел витков обмоток.

Группа с параллельным соединением вторичных обмоток (рис. 4-5) также эквивалентна основной группе ГТТ-2, у которой первичные токи ТТ фаз А и С одинаковы.

Режим работы этой группы также в сильной степени зависит от соотношения чисел витков обмоток обоих ТТ. Если оба ТТ совершенно одинаковы и одинаковы их индивидуальные нагрузки ( $Z_A = Z_C$ ), то такая группа эквивалентна одиночному ТТ, у которого отношение чисел витков  $\omega_1/\omega_2$  в 2 раза больше, чем у каждого ТТ, а сопротивления ветви намагничивания и  $z_{\tau 2}$  в 2 раза меньше, чем у каждого ТТ.



В режиме двухфазного к. з. на линии вида  $AC$ , т. е. при  $i_{1A} = -i_{1C}$ , режим работы группы неполная звезда подобен режиму работы дифференциальной ГТТ-2, у которой  $Z_N = Z_B$ ,  $i_N = i_{2B}$ . Поэтому  $i_{2B} = 0$  только в случае, когда оба ТТ линейны и совершенно одинаковы, а нагрузки  $Z_A = Z_C$ .

В режимах двухфазного к. з. вида  $AB$  и однофазного к. з. вида  $AO$  ТТА работает как одиночный с нагрузкой, равной  $Z_A + Z_B \parallel Z_{\Sigma C}$ . При этом часть вторичного тока

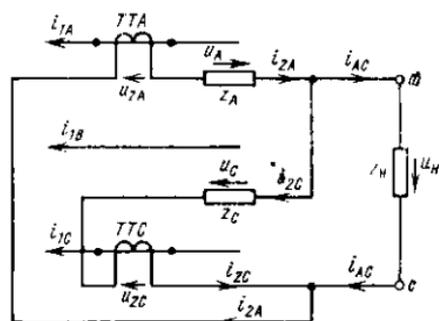


Рис. 4-7. Трехфазная группа из двух ТТ исполненный треугольник.

применяется на трехфазных линиях. Общая нагрузка группы равна  $Z_H$ , а общий ток  $i_{AC} = i_{2A} - i_{2C}$ . Эта группа подобна группе ДГТТ-2, у которой  $Z_N = Z_B$ ,  $i_N = i_{AC}$ .

Если группа состоит из одинаковых линейных ТТ и индивидуальные нагрузки ТТ одинаковы ( $Z_A = Z_C$ ), то в комплексной схеме замещения вторичные токи отдельных ТТ:

$$i_{2A} = K \left[ i_{1A} + \frac{Z_H}{Z_{\Sigma A}} (i_{1A} + i_{1C}) \right];$$

$$i_{2C} = K \left[ i_{1C} + \frac{Z_H}{Z_{\Sigma A}} (i_{1A} + i_{1C}) \right],$$

где

$$K = \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{Z_{e2}}{Z_{\Sigma A} + 2Z_H}.$$

Таким образом, каждый ТТ работает как одиночный с нагрузкой  $Z_A + 2Z_H$  и с первичным током больше истинного на  $\frac{Z_H}{Z_{\Sigma A}} (i_{1A} + i_{1C})$ .

ТТА ответвляется во вторичную обмотку пассивного ТТС. В режиме двухфазного к. з. вида  $CB$  и однофазного к. з. вида  $CO$  ТТС работает как одиночный с нагрузкой  $Z_C + Z_B \parallel Z_{\Sigma A}$  и часть его вторичного тока ответвляется во вторичную обмотку пассивного ТТА. К однофазному к. з. вида  $BO$  группа не восприимчива.

Группа неполный треугольник (рис. 4-7) также

При этом общий вторичный ток группы

$$I_{AC} = I_{2A} - I_{2C} = K(I_{1A} - I_{1C}).$$

Таким образом, группа в целом подобна одиночному ТТ, у которого нагрузка равна  $Z_A + 2Z_H$ , а первичный ток равен  $I_{1A} - I_{1C}$ .

В случае симметричного трехфазного режима работы линии, когда  $I_{1A} + I_{1C} = -I_{1B} = I_{1A}e^{+j60^\circ} = I_{1C}e^{-j60^\circ}$ , вторичные токи

$$I_{2A} = I_{1A} K \left( 1 + \frac{Z_H}{Z_{\Sigma A}} e^{j60^\circ} \right);$$

$$I_{2C} = I_{1C} K \left( 1 + \frac{Z_H}{Z_{\Sigma A}} e^{-j60^\circ} \right);$$

$$I_{AC} = I_{1A} K \sqrt{3} e^{-j30^\circ}.$$

В данном режиме вторичные токи обоих ТТ одинаковы по модулю и несколько больше, чем у одиночного ТТ с первичным током  $I_{1A}$  и нагрузкой, равной  $Z_A + 2Z_H$ . Но угловые погрешности ТТ фаз  $A$  и  $C$  различны, вследствие чего угол между векторами вторичных токов ТТ фаз  $A$  и  $C$  несколько меньше  $120^\circ$ . Группа в целом работает как одиночный ТТ, у которого нагрузка равна  $Z_A + 2Z_H$ , а первичный ток в  $\sqrt{3}$  раз больше  $I_{1A}$  и отстает от тока фазы  $A$  на угол, равный  $30^\circ$ .

При двухфазном к. з. вида  $AC$

$$I_{2A} = -I_{2C} = KI_{1A};$$

$$I_{AC} = 2KI_{1A}.$$

При двухфазных к. з. видов  $AB$  и  $BC$ , а также при однофазных к. з. видов  $AO$  и  $CO$  режимы работы ТТ аналогичны режимам работы этих ТТ в группе неполная звезда. К однофазному к. з. вида  $BO$  данная группа, как и неполная звезда, невосприимчива.

Типичными группами из трех ТТ (ГТТ-3) являются звезда и треугольник. Обе они широко используются в устройствах релейной защиты и автоматики трехфазных линий (рис. 4-8).

В ГТТ-3 звезда вторичные обмотки трех ТТ фаз  $A$ ,  $B$  и  $C$  соединены в звезду с нулевым проводом, а нагрузкой служит четырехполюсник с элементами  $Z_A$ ,  $Z_B$ ,

$Z_C, Z_N$ . Неполная звезда получается путем исключения одного ТТ и одного элемента нагрузки.

У звезды общей нагрузкой является  $Z_N$ , а общим током — ток в нулевом проводе, равный сумме вторичных токов всех ТТ:

$$i_N = i_{2A} + i_{2B} + i_{2C} = i_{12A} + i_{12B} + i_{12C} - (i_{02A} + i_{02B} + i_{02C}).$$

Группа звезда нередко используется в качестве фильтра тока нулевой последовательности (ФТНП). В ФТНП используются ТТ с одинаковыми отношениями чисел витков первичных и вторичных обмоток. При этом сумма

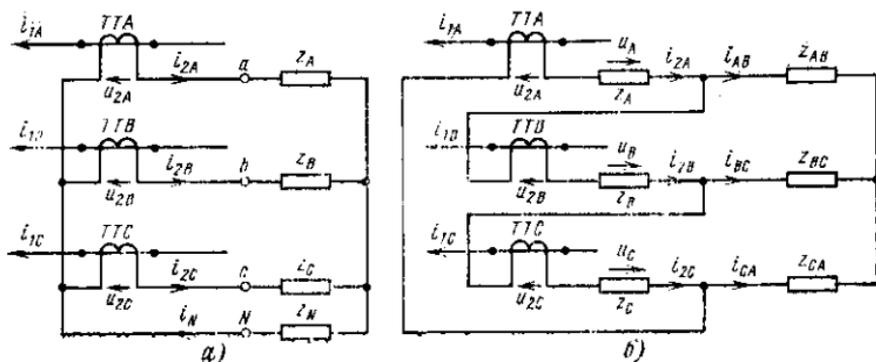


Рис. 4-8. Группы из трех ТТ звезда (а) и треугольник (б).

приведенных первичных токов равна приведенному утроенному току нулевой последовательности линии, а ток в нулевом проводе

$$i_N = 3i_{н.п12} - i_{нб},$$

где  $i_{н.п12} = \frac{1}{3}(i_{12A} + i_{12B} + i_{12C})$  — ток нулевой последовательности, приведенный к числу витков вторичной обмотки любого ТТ;

$i_{нб} = i_{02A} + i_{02B} + i_{02C}$  — ток небаланса ФТНП, равный сумме намагничивающих токов всех ТТ.

Если  $Z_N = 0$ , то группа работает в режиме класса А — режим работы каждого ТТ не зависит от режимов работы других ТТ. При этом вторичные токи ТТ могут рассчитываться по методам, описанным в гл. 2, 3, а ток в нулевом проводе получается путем суммирования вторичных токов всех ТТ. В противном случае режимы работы ТТ взаимосвязаны.

Если группа состоит из линейных ТТ и нагрузки группы линейны, то при синусоидальном первичном токе вторичное напряжение ТТА

$$\dot{U}_{2A} = (Z_A + Z_N) I_{2A} + Z_N (I_{2B} + I_{2C}) = Z_{HA} I_{2A}.$$

При этом режим работы ТТА в группе подобен режиму работы этого ТТ вне группы с первичным током  $I_{1A}$ , но с нагрузкой

$$Z_{HA} = Z_A + Z_N \frac{I_{2A} + I_{2B} + I_{2C}}{I_{2A}} = Z_A + Z_N \frac{I_N}{I_{2A}}.$$

Далее  $Z_{HA}$  называется эквивалентной нагрузкой ТТА.

При заданных параметрах нагрузки группы эквивалентная нагрузка ТТА зависит еще от соотношения вторичных токов всех ТТ. Аналогичные выражения можно вывести для эквивалентных нагрузок и других ТТ.

Если группа составлена из одинаковых линейных ТТ, то в симметричном трехфазном режиме ток  $i_N$ , равный току небаланса ФТНП, обычно настолько мал, что при расчете погрешностей ТТ им допустимо пренебрегать. При этом погрешности каждого ТТ зависят только от первичного тока и от сопротивления вторичной ветви данного ТТ.

Но если группа составлена из нелинейных ТТ, то даже при полной идентичности ТТ и при одинаковых сопротивлениях вторичных ветвей возможен большой ток небаланса (см. ниже). При этом погрешности отдельных ТТ могут быть меньше, чем при работе вне группы.

В двухфазном режиме соответствующая пара активных ТТ образует дифференциальную группу, и если ТТ линейные и одинаковые, то эквивалентная нагрузка каждого из них равна полусумме их индивидуальных нагрузок. В однофазном режиме в случае линейных ТТ эквивалентная нагрузка ТТА

$$Z_{HA} = Z_A + Z_N \parallel Z_{2B} \parallel Z_{2C}.$$

При этом часть вторичного тока работающего ТТА отсасывается во вторичные обмотки пассивных ТТ фаз В и С.

В треугольнике (рис. 4-8,б) вторичные обмотки ТТ соединены в треугольник, а нагрузка группы состоит из шести элементов. При этом  $Z_A$ ,  $Z_B$  и  $Z_C$  являются индивидуальными нагрузками ТТ, а  $Z_{AB}$ ,  $Z_{BC}$  и  $Z_{CA}$  — общи-

ми нагрузками группы в виде трехполюсника. Токами общих ветвей группы являются токи:

$$i_{AB} = i_{2A} - i_{2B};$$

$$i_{BC} = i_{2B} - i_{2C};$$

$$i_{CA} = i_{2C} - i_{2A}.$$

В системе общих вторичных токов не отражаются симметричные составляющие нулевой последовательности, содержащиеся в системе вторичных токов ТТ. Поэтому группа треугольник применяется, в частности, в тех случаях, когда требуется исключить влияние токов нулевой последовательности на реле защиты и автоматики, например в устройствах дифференциальной защиты силовых трансформаторов с соединением обмоток по схеме звезда — треугольник.

В группе, составленной из линейных ТТ, эквивалентная нагрузка ТТА

$$Z_{HA} = Z_A + Z_{AB} \left( 1 - \frac{I_{2B}}{I_{2A}} \right) + Z_{CA} \left( 1 - \frac{I_{2C}}{I_{2A}} \right).$$

Аналогично можно выразить эквивалентные нагрузки и других ТТ.

Если группа состоит из одинаковых линейных ТТ и нагрузка группы симметрична, т. е.

$$\begin{aligned} Z_A &= Z_B = Z_C; \\ Z_{AB} &= Z_{BC} = Z_{CA}, \end{aligned}$$

то в симметричном трехфазном режиме первичной цепи векторы вторичных токов ТТ образуют симметричную звезду. При этом эквивалентные нагрузки всех ТТ одинаковы и равны  $Z_{HA} = Z_A + 3Z_{AB}$ .

#### 4-3. ОБОБЩЕННЫЕ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ГРУПП ТТ

Комплексные схемы замещения ГТТ и вытекающие из них расчетные формулы пригодны только для установившихся режимов при синусоидальных первичных токах и только при условии, что вторичные и намагничивающие токи допустимо рассматривать как синусоидальные функции времени. Они вполне пригодны для ГТТ с линейными нагрузками и линейными ТТ.

Если же ГТТ состоит из ТТ с замкнутыми магнитопроводами, способными насыщаться, то для расчетов

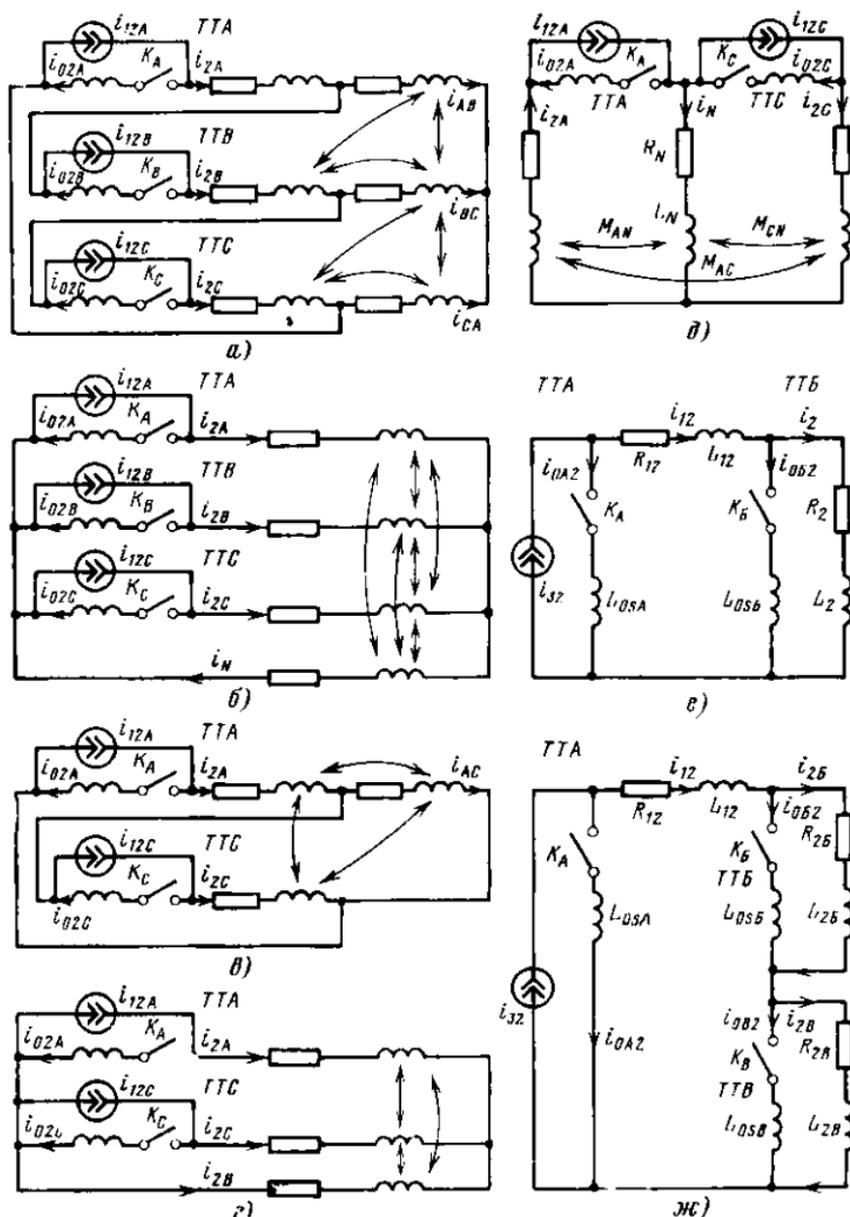


Рис. 4-9. Обобщенные расчетные схемы замещения групп ТТ.  
 а — треугольник; б — звезда; в — неполный треугольник; г — неполная звезда;  
 д — дифференциальная схема с двумя ТТ (ДГТТ-2); е — каскадная схема  
 с одним ТТ во второй ступени; ж — каскадная схема с двумя ТТ во второй  
 ступени.

установившихся и переходных режимов работы ГТТ пригодны схемы замещения, основанные на ПХН- или на СХН-аппроксимации характеристик намагничивания ТТ. Поскольку ПХН-аппроксимация и линейная аппроксимация являются частными случаями СХН-аппроксимации, то схемы замещения, основанные на СХН-аппроксимации, универсальны, т. е. они пригодны и в случае, когда ТТ не насыщаются (при условии, если можно пренебречь потерями в магнитопроводах ТТ).

На рис. 4-9 приводятся обобщенные схемы замещения ГТТ-2 и ГТТ-3, основанные на СХН-аппроксимации характеристик намагничивания. Каждая схема содержит число источников тока, равное числу ТТ, столько же ветвей намагничивания и вторичных ветвей ТТ и от одной до трех общих ветвей группы. Схемы составлены применительно к расчету режимов группы на цифровых ЭВМ по программе ГТТ-72 [68].

Схемы замещения составлены применительно к линейным активно-индуктивным нагрузкам. Каждая вторичная ветвь ТТ и каждая общая ветвь группы состоит в общем случае из последовательно соединенных линейных резисторов  $R$  и индуктивностей  $L$  с индексами данной ветви. При этом в состав  $R$  вторичной ветви ТТ входит  $r_{вт}$  данного ТТ, а в состав  $L$  — его  $L_{т2}$ .

В общем случае взаимные индуктивности разных ветвей не равны нулю, что на схемах изображено стрелками, соединяющими индуктивности разных ветвей. При этом взаимная индуктивность двух ветвей имеет индексы обеих этих ветвей. Например, взаимная индуктивность ветвей  $A$  и  $N$  обозначается  $M_{A,N}$ .

Наибольшее число ветвей (девять) имеет схема замещения ГТТ треугольник. Схема замещения ГТТ звезда имеет семь ветвей, причем общей является ветвь  $M$ . Другие схемы замещения имеют меньше источников тока и меньше ветвей и получаются из треугольника или из звезды путем исключения части источников тока и части ветвей.

В соответствии с СХН-аппроксимацией характеристики намагничивания в ветвь намагничивания каждого ТТ включены ключ и остаточная индуктивность намагничивания  $L_{ос}$ . Ключ замыкается в момент, когда мгновенное потокосцепление вторичной обмотки с первичной достигает значения потокосцепления насыщения, равного наибольшему возможному потокосцеплению при намагничи-

вающем токе, равно нулю (для СХН-аппроксимации). Ключ размыкается в момент, когда потокосцепление будет меньше, чем потокосцепление насыщения. Чем меньше  $L_{0s}$ , тем ближе СХН-аппроксимация к ПХН-аппроксимации.

При аналитических расчетах режимов работы ГТТ для перехода к ПХН-аппроксимации задаются  $L_{0s}=0$ , т. е. просто исключают индуктивности из ветвей намагничивания ТТ. При расчетах режимов на цифровых ЭВМ по программе ГТТ-72 с ПХН-аппроксимацией задаются конечным значением  $x_{0s}$ , но принимают его в 40-100 раз меньшим, чем сопротивление вторичной ветви данного ТТ. При этом результаты расчета практически не отличаются от результатов, получаемых при  $x_{0s}=0$ .

В случае линейной аппроксимации характеристики намагничивания (воздушный ТТ или ТТ с большим зазором) ключ в схеме замещения принимается постоянно замкнутым, а  $x_{0s}$  — равным индуктивному сопротивлению ветви намагничивания данного ТТ.

Расчетные схемы замещения пригодны для расчета как установившихся, так и переходных режимов работы ГТТ с теми ограничениями, которые присущи данному способу аппроксимации характеристик намагничивания (не учитываются потери на перемагничивание магнитопроводов ТТ и т. д.). В отличие от некоторых других схем замещения они пригодны для учета явлений гистерезиса, т. е. для учета влияния остаточных индукций ТТ на переходный режим после включения, и для определения остаточных индукций после выключения первичного тока.

Благодаря принятой кусочно-линейной аппроксимации характеристики намагничивания схема замещения имеет ограниченное число топологических состояний. Каждое состояние характеризуется комбинацией замкнутых и разомкнутых ключей в ветвях намагничивания. Число состояний схемы равно  $2^n$ , где  $n$  — число ТТ, т. е. у рассматриваемых схем число возможных состояний не более восьми.

В пределах каждого состояния схемы применимы методы расчета линейных цепей. Благодаря этому обеспечивается возможность использования преимущественно прямых методов расчета. К итерациям прибегают только для повышения точности вычисления моментов смены состояния, т. е. моментов коммутации ключей.

Для расчета на цифровых ЭВМ режимов работы ГТТ с рассмотренными схемами замещения предназначена программа ГТТ-72 [68], в основу которой положена описываемая ниже обобщенная матрично-топологическая модель групп ТТ.

#### 4-4. ОБОБЩЕННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ГРУПП ТТ

В качестве общего метода записи и преобразований уравнений математической модели групп ТТ наиболее удобным является матрично-топологический метод Крона [77]. Метод преобразований Крона позволяет упростить процедуру составления расчетных уравнений, формализовать ее и свести к ряду преобразований матриц, записанных для исходной схемы замещения ГТТ.

Матричная форма записи уравнений обеспечивает пригодность уравнений для групп с различным числом ТТ и ветвей, с различными схемами соединения.

Уравнения электрического равновесия схем замещения ГТТ наиболее целесообразно составлять по методу контурных токов; при этом легко можно учитывать индуктивные связи между всеми ветвями схемы.

Приведенные ниже уравнения математической модели ГТТ составлены при следующих допущениях и исходных положениях:

- 1) в качестве расчетной характеристики намагничивания для каждого ТТ группы принята СХН, потери в стали не учитываются; 2) все элементы схемы замещения ГТТ, кроме ветвей намагничивания всех или части ТТ, считаются линейными; для учета нелинейности нагрузок и индуктивностей рассеяния обмоток ТТ расчетные значения параметров вторичных и общих ветвей определяются по методу эквивалентных синусоид; 3) вторичные и общие ветви группы предполагаются состоящими из последовательно соединенных элементов  $R - L$ , причем между всеми ветвями в общем случае предполагается индуктивная связь; 4) количество ТТ в группе не ограничивается, но на конфигурацию схемы соединений ТТ и нагрузок накладываются два следующих ограничения: предполагается отсутствие последовательно соединенных неидентичных ТТ и параллельно соединенных ветвей нагрузки; 5) первичная сеть высокого напряжения по отношению к группе ТТ рассматривается как

совокупность идеальных источников тока, задающих токи на входах ГТТ как непрерывные кусочно-гладкие функции времени, не зависящие от нагрузок ТТ.

Можно доказать, что при ограничениях, наложенных на структуру группы ТТ, наибольшее число независимых контуров схемы замещения группы равно числу ТТ, входящих в группу. Намагничивающие токи ТТ группы обладают свойствами контурных токов и образуют базисную систему линейно независимых токов. Благодаря этим свойствам рассматриваемых групп расчет мгновенных токов во всех ветвях ГТТ может быть сведен к расчету намагничивающих токов. Ток любой ветви при этом определяется как линейная комбинация намагничивающих токов и приведенных первичных токов группы ТТ.

Выбор ветвей намагничивания в качестве главных ветвей (хорд) независимых контуров схемы замещения группы однозначно определяет дерево и систему главных контуров графа и существенно упрощает алгоритм расчета, так как позволяет свести к минимуму количество изменений в системе уравнений при изменениях топологических состояний ГТТ.

Общий алгоритм составления и решения уравнений математической модели ГТТ в соответствии с методом Крона и учетом особенностей, связанных с наличием идеальных источников тока, состоит в следующем. Составляется направленный граф схемы замещения, состоящий из  $m$  ветвей. Ветви графа разделяются на два подмножества: I — подмножество главных ветвей контуров, включающее  $n$  ветвей намагничивания ТТ (где  $n$  — число ТТ в группе), и II — подмножество ветвей дерева графа (всего  $m-n$  ветвей), включающее  $n$  вторичных ветвей ТТ и  $m-2n$  обычных ветвей группы.

Идеальные источники тока (приведенные первичные токи ГТТ) преобразуются в источники тока ветвей дерева, которые затем заменяются эквивалентными э. д. с. ветвей. Для преобразованной таким образом схемы замещения ГТТ составляется по Крону «элементарная цепь» и формируется матрица пассивных и активных параметров этой цепи. Составляется матрица преобразований  $\Gamma$ , представляющая собой матрицу контуров. Уравнения «элементарной цепи» с помощью матрицы  $\Gamma$  преобразуются в контурные уравнения рассматриваемой схемы. Решения контурных уравнений шаговыми методами дают мгновенные значения контурных токов. Токи ветвей исходной схемы замещения ГТТ находятся посредством преобразования Крона как линейная комбинация контурных токов и токов источников тока ветвей.

Система контурных уравнений формируется для замкнутых в текущий момент времени главных контуров схемы замещения и модифицируется при каждой коммутации ключа в схеме замещения группы, т. е. при каждом переходе ТТ в состояние насыщения и выходе из этого состояния. При записи матричных уравнений индексы (или номера) контуров графа приняты совпадающими с индексами их главных ветвей, то же принято и для положительных направлений контуров.

Идеальным источникам приведенных первичных токов, которые в общем случае предполагаются включенными параллельно ветвям намагничивания всех ТТ, как и ветвям намагничивания присваиваются индексы (номера) соответствующих ТТ. Положительные направления для всех активных параметров ветвей (токов, э. д. с., напряжений) принимаются совпадающими с направлениями ветвей графа.

Положительным направлением для тока идеального источника тока, включенного параллельно некоторой ветви, считается его направление, совпадающее с направлением ветви в условном контуре ветвь — источник тока.

Исходными для расчета процессов в ГТТ являются: матрица контуров  $\Gamma$ ; матрицы пассивных параметров ветвей — диагональная матрица активных сопротивлений ветвей  $R_b$  и симметричная матрица индуктивностей и взаимных индуктивностей ветвей  $L_b$ , составленные при всех одновременно замкнутых ключах в схеме замещения ГТТ; матрицы потокосцеплений вторичных обмоток ГТ с первичными — матрица-столбец начальных значений потокосцеплений  $\Psi(0)$  и матрица-столбец потокосцеплений насыщения  $\Psi_s$ ; матрицы-столбцы мгновенных приведенных первичных токов группы  $i_{12}(t)$  и их первых производных  $di_{12}/dt$ ; элементы двух последних матриц являются функциями времени.

При заданных законах изменения приведенных первичных токов во времени указанная совокупность данных является достаточной для динамического математического моделирования процессов в группе ГТ.

Соответственно принятому ранее разбиению всего множества ветвей на подмножества I и II производится разбиение матриц активных и пассивных параметров ветвей и матрицы контуров  $\Gamma$  на подматрицы (клетки), которым приписываются индексы I (подматрицам параметров хорд) и II (подматрицам параметров дерева):

$$\Gamma_I = (\Gamma_I \Gamma_{II}); \quad R_b = \begin{pmatrix} R_{bI} & 0 \\ 0 & R_{bII} \end{pmatrix}; \quad L_b = \begin{pmatrix} L_{bI} & 0 \\ 0 & L_{bII} \end{pmatrix}$$

и т. д.

Наличие в схемах ГТТ идеальных источников тока является одной из характерных особенностей группы, существенных для методики расчета процессов.

При составлении графа схемы идеальные источники тока не образуют ветвей и при расчете процессов методом контурных токов необходима замена идеальных источников тока на эквивалентные источники э. д. с.

Предварительно приведенные токи первичных источников тока нужно включить в состав ветвей схемы. Наиболее целесообразно распределить токи источников по неизменяемой части схемы замещения, т. е. по ветвям дерева, минуя хорды, которые содержат коммутируемые ключи и являются инвариантными во времени ветвями.

При этом матрица-столбец преобразованных токов — токов источников тока ветвей  $J_b$  будет иметь  $m$  элементов, равных числу ветвей в схеме замещения ГТТ. По принятому способу распределения токов источников по ветвям первые  $n$  элементов матрицы  $J_b$ , относящиеся к хордам, будут тождественно нулевыми.

Разделив матрицу  $J_b$  на две подматрицы, относящиеся к хордам (индекс I) и к дереву (индекс II) схемы, можно записать:

$$J_b = \begin{pmatrix} J_{bI} \\ J_{bII} \end{pmatrix}; \quad J_{bI} = 0.$$

Подматрица  $J_{bII}$  токов источников тока ветвей дерева определяется соотношением

$$J_{bII} = -\Gamma_{II}^T i_{12},$$

где  $\Gamma_{II}^T$  — транспонированная подматрица контурной матрицы  $\Gamma$ , относящаяся к ветвям дерева.

Матрица эквивалентных источников э. д. с. ветвей

$$e_b = -R_b J_b - L_b \frac{dJ_b}{dt}.$$

Можно показать, что схема замещения ГТТ при всех замкнутых ключах в ветвях намагничивания ГТТ имеет  $n$  независимых контуров, следовательно, только  $n$  токов ветвей являются линейно независимыми — это контурные токи  $i_k$ .

Токи всех ветвей схемы замещения можно выразить через контурные токи посредством преобразования Крона, которое с учетом источников тока, отнесенных к ветвям, имеет вид:

$$i_b = \Gamma^T i_k + J_b;$$

где  $\Gamma^T$  — транспонированная контурная матрица;  $i_b = \begin{pmatrix} i_{bI} \\ i_{bII} \end{pmatrix}$  — матрица мгновенных значений токов ветвей;  $i_{bI} = i_k$  — матрица токов хорд, т. е. намагничивающих токов, являющихся одновременно контурными;  $i_{bII}$  — матрица токов ветвей дерева.

Приведенные выше матричные уравнения инвариантны к состоянию ключей в схеме замещения, т. е. к магнитному состоянию ГТ группы.

Если в рассматриваемый момент времени процесса все  $n$  ГТ не насыщены, то в схеме замещения разомкнуты все  $n$  главных ветвей независимых контуров и все контурные токи равны нулю; при этом  $i_b = J_b$ .

В ином случае часть ключей будет замкнута, замкнутыми будут и соответствующие главные контуры схемы. Токи замкнутых контуров могут быть найдены путем решения системы дифференциальных уравнений контурных токов, которая в матричной форме имеет вид:

$$L_k \frac{di'_k}{dt} = e_k - R_k i'_k,$$

где  $L_k = \Gamma_k L_b \Gamma_k^T$  — матрица контурных индуктивностей;  $R_k = \Gamma_k R_b \Gamma_k^T$  — матрица контурных активных сопротивлений;  $e_k = \Gamma_k e_b$  — матрица контурных э. д. с.;  $\Gamma_k$  — подматрица контурной матрицы, получаемая из последней путем вычеркивания строк, номера которых соответствуют номерам разомкнутых в данный момент времени контуров (ключей в схеме замещения группы);  $i'_k$  — подматрица матрицы  $i_k$ , полученная из последней вычеркиванием строк токов разомкнутых контуров.

При коммутациях ключей, отображающих насыщения и выходы из насыщения ГТ, изменяется матрица  $\Gamma_k$ , и соответственно матрицы  $L_k$ ,  $R_k$ ,  $e_k$ , а также размерность и состав системы дифференциальных уравнений.

Для решения системы известными численными методами необходимо представить ее в нормальном виде Коши:

$$\frac{di'_k}{dt} = L_k^{-1} e_k - L_k^{-1} R_k i'_k.$$

Можно показать, что для существования обратной матрицы  $L_k^{-1}$  при любой комбинации замкнутых контуров (а только при

паллции замкнутых контуров и необходимо решение системы) достаточным условием является неравенство нулю остаточных индуктивностей ветвей намагничивания всех ТТ группы. Это условие автоматически выполняется при использовании характеристик вида СХН с отличным от нуля наклоном лучей характеристик в области насыщения.

При решении системы начальные условия на каждом шаге счета определяются из условия непрерывности контурных токов как токов, протекающих в линейных индуктивностях.

Для отслеживания коммутаций ключей в ветвях намагничивания ТТ и для соответствующей модификации системы дифференциальных уравнений вычисляются мгновенные значения потокоцелений ТТ:

$$\Psi(t) = \Psi(0) - \Gamma_{II} L_{вII} i_{вII} - \Gamma_{II} R_{вII} \int_0^t i_{вII} dt.$$

Для описания магнитного состояния ТТ, определяющего проводимость его ветви намагничивания, используется единичная функция проводимости ключа в ветви намагничивания:

$$Kл[k] = \begin{cases} 1, & \text{если } |\Psi[k]| \geq \Psi_s[k]; \\ \text{иначе } 0, & \end{cases}$$

где  $k$  — номер ТТ.

Разомкнутому  $k$ -му ключу соответствует  $Kл[k]=0$ , замкнутому  $Kл[k]=1$ .

Для различения топологических состояний кусочно-линейной системы в целом введена релейная функция «индекс состояния системы», обозначенная  $K2$ . По определению,

$$K2 = \sum_{k=1}^n 2^{k-1} Kл[k].$$

Функция  $K2$  однозначно определяет состояние ключей в схеме замещения и используется для выбора или модификации системы дифференциальных уравнений системы.

Изменение значения  $K2$  соответствует нарушению непрерывности первых производных вторичных токов, а также изломам кривых мгновенных токов и используется как условие вывода на печать информации о значениях токов в этих характерных точках. Функция  $K2$  является одной из наиболее общих характеристик кусочно-линейной системы, и ее использование существенно упрощает контроль правильности работы программы и облегчает понимание физики процессов в ГТТ. Ниже приведено соответствие между значениями функции  $K2$  и магнитным состоянием магнитопроводов ТТ группы:

$K2$	0	1	2	4	3	5	6	7
Номера насыщенных ТТ	—	1	2	3	1; 2	1; 3	2; 3	1; 2; 3

Приведенная совокупность уравнений пригодна для группы с нелинейными и линейными ТТ при переходных и установившихся режимах, и совместно с условиями коммутации и начальными условиями в начальный момент времени дает полное описание процессов для лю-

бого последующего момента времени, т. е. является динамической логико-математической моделью групп ТТ и может служить основой для разработки численных алгоритмов и программ для динамического моделирования групп на цифровых ЭВМ.

Описанная математическая модель групп ТТ относится к основному случаю практически используемых для защиты групп ТТ, в которых нет параллельных нагрузочных ветвей и емкостей.

При небольших изменениях и дополнениях эта модель может быть распространена и на случаи групп с параллельными пассивными ветвями, а также с емкостями во вторичных цепях. Случай группы ТТ с однородными параллельными пассивными ветвями путем элементарной замены таких ветвей одной эквивалентной им ветвью (по известным правилам теории цепей) приводится к рассмотренному основному случаю ГТТ без параллельных ветвей.

В случае параллельного соединения неоднородных  $R-L$  ветвей [имеющих неодинаковые отношения  $L/R$  или (и)  $M/R$ ] образуются постоянно замкнутые контуры, имеющие отличную от нуля индуктивность, их число обозначим  $n_{\Pi}$ . При этом общее число независимых контуров схемы замещения ГТТ увеличится до  $n+n_{\Pi}$ , где, как и раньше,  $n$  — число ТТ в группе. Так как дополнительные контуры являются постоянно замкнутыми, то не требуется никаких изменений в алгоритмах отслеживания коммутации ключей и модификации систем дифференциальных уравнений.

Множество хорд (I) графа в рассматриваемом более общем случае будет состоять из двух подмножеств: I-а — подмножества  $n$  ветвей намагничивания ТТ группы и I-б подмножества  $n_{\Pi}$  ветвей хорд постоянно замкнутых контуров. Для выделения подмножества хорд I-б необходимо и достаточно выделить в каждом семействе параллельных ветвей одну ветвь, которая будет принадлежать дереву графа, тогда все остальные параллельные ветви образуют подмножество хорд I-б.

Размеры подматриц параметров, относящихся к хордам (I) и дереву (II), матрицы Г и матриц контурных величин соответственно должны быть модифицированы путем замены значения  $n$  на  $n+n_{\Pi}$ ; размеры матриц потокосцеплений и матрицы Кл остаются без изменений ( $n$ ). При этом сохраняются справедливыми все ранее

данные уравнения обобщенной математической модели групп ТТ.

Порядок системы дифференциальных уравнений контурных токов будет на  $n_{\text{п}}$  выше, чем при отсутствии параллельных ветвей, но общий алгоритм их решения останется без изменений.

При наличии емкостей в уравнения электрического равновесия должны быть введены дополнительные слагаемые, учитывающие напряжения на емкостях контуров, вызванные контурными токами и токами идеальных источников тока ветвей. Кроме того, система дифференциальных уравнений должна быть дополнена уравнениями связи контурных токов и напряжений на емкостях; число этих уравнений равно числу ветвей, содержащих емкости. Система дифференциальных уравнений будет иметь вид:

$$\mathbf{L}_k \frac{d\mathbf{i}'_k}{dt} = \mathbf{e}_k - \mathbf{R}_k \mathbf{i}'_k + \mathbf{Q}'_{\text{KC}} \mathbf{u}_c;$$

$$\mathbf{C} \frac{d\mathbf{u}_c}{dt} = -\mathbf{Q}^T_{\text{KC}} \mathbf{i}'_k,$$

где  $\mathbf{L}_k$ ,  $\mathbf{R}_k$  — описанные ранее матрицы контурных индуктивностей и активных сопротивлений;  $\mathbf{i}'_k$  — матрица-столбец мгновенных значений контурных токов;  $\mathbf{i}'_k$  — подматрица матрицы  $\mathbf{I}_k$ , соответствующая замкнутым в данный момент контурам;  $\mathbf{C}$  — диагональная матрица емкостей ветвей, число строк которой равно числу ветвей с емкостями  $n_c$ ;  $\mathbf{u}_c$  — матрица-столбец мгновенных значений напряжений на емкостях (положительные направления совпадают с направлениями ветвей);  $\mathbf{Q}_{\text{KC}}$  — матрица соединения емкостей и контуров, получаемая из матрицы контуров  $\mathbf{\Gamma}$  путем выборки столбцов, соответствующая ветвям с емкостями;  $\mathbf{Q}^T_{\text{KC}}$  — транспонированная  $\mathbf{Q}_{\text{KC}}$ ;  $\mathbf{Q}'_{\text{KC}}$  — подматрица матрицы  $\mathbf{Q}_{\text{KC}}$ , получаемая путем вычеркивания строк, соответствующих разомкнутым главным контурам;  $\mathbf{e}_k$  — матрица-столбец мгновенных значений контурных э. д. с., определяемых с учетом напряжений на всех элементах ветвей от действия токов источников тока ветвей,

$$\mathbf{e}_k = -\mathbf{\Gamma}_k \left( \mathbf{R}_k \mathbf{J}_B + \mathbf{L}_B \frac{d\mathbf{J}_B}{dt} + \mathbf{D}_B \int_0^t \mathbf{J}_B dt \right);$$

$\mathbf{D}_B$  — диагональная матрица, каждый диагональный элемент которой равен обратному значению емкости соответствующей ветви (нулю в случае отсутствия емкости в данной ветви).

Накладывая ограничение на значения контурных индуктивностей условием  $\det \mathbf{L}_k \neq 0$  и учитывая, что обратная матрица емкостей  $\mathbf{C}^{-1}$  всегда существует, можно представить систему дифференциальных уравнений в форме Коши:

$$\frac{d\mathbf{i}'_k}{dt} = \mathbf{L}_k^{-1} (\mathbf{e}_k - \mathbf{R}_k \mathbf{i}'_k + \mathbf{Q}'_{\text{KC}} \mathbf{u}_c);$$

$$\frac{d\mathbf{u}_c}{dt} = -\mathbf{C}^{-1} \mathbf{Q}^T_{\text{KC}} \mathbf{i}'_k.$$

Решение этой системы уравнений может производиться теми же методами, что и при отсутствии емкостей, исходя из непрерывности токов  $i_k(t)$  и напряжений  $u_c(t)$ .

Система уравнений контурных токов имеет переменную структуру и состав и модифицируется при изменениях магнитных состояний ТТ описанным ранее методом. Система дифференциальных уравнений напряжений емкостей инвариантна к топологическим состояниям схемы замещения ГТТ. Таким образом, при наличии емкостей в цепях ГТТ порядок системы дифференциальных уравнений электрического равновесия увеличивается на число ветвей с емкостями, а в исходных данных появляются дополнительные элементы — значения емкостей и начальные значения напряжений на емкостях. Алгоритм решения системы уравнений остается без изменений. Алгоритм отслеживания изменений топологии схемы замещения и модификации системы контурных уравнений тоже сохраняется неизменным, но в расчетные выражения для потокосцеплений вводится слагаемое для учета напряжений на емкостях

$$\Psi = \Psi(0) - \Gamma_{II} L_{nII} I_{nII} - \Gamma_{II} R_{nII} \int_0^t I_{nII} dt - \int_0^t Q''_{KC} u_C dt,$$

где  $Q''_{KC}$  — подматрица матрицы  $Q_{KC}$ , содержащая ее  $n$  строк, относящихся к контурам с хордами I-а; при отсутствии параллельных пассивных ветвей  $Q''_{KC} = Q_{KC}$ .

При записи уравнений предполагалось, что в расчетной схеме замещения параллельные чисто емкостные ветви заменены одной эквивалентной ветвью с суммарной емкостью исходных ветвей.

Первой частной реализацией описанной обобщенной математической модели групп для наиболее распространенных трехфазных групп с тремя и менее ТТ явилась АЛГОЛ-программа ГТТ-72 [68]. Программа позволяет динамически моделировать переходные и установившиеся режимы работы групп звезда, треугольник, неполная звезда, неполный треугольник, а также дифференциальной ГТТ с двумя или тремя ТТ, одиночного каскадного ТТ с одним или двумя ТТ во второй ступени и совокупности трех одиночных ТТ.

Учитываются начальные (остаточные) значения индукций ТТ, взаимные индуктивности между ветвями группы, полные сопротивления и коэффициенты мощности ветвей схемы замещения, неидентичность характеристик намагничивания ТТ группы, витковая коррекция.

Первичные токи задаются состоящими из синусоидальной и экспоненциальной составляющих. Мгновенные первичные токи и их первые производные вычисляются в программе по их аналитическим выражениям. Заменяя или дополнив эти выражения, можно задать другие законы изменения во времени первичных токов. Начальные значения токов ГТТ приняты нулевыми.

Для упрощения пользования программой в нее введены типовые соотношения между первичными токами трех фаз, соответствующие месту повреждения сети, которые пронумерованы. Это позволило сократить объем исходных данных о первичных токах групп; в исходных данных указываются только значения постоянной времени первичной цепи  $\tau_1$  и фазы включения тока  $\alpha_1$  (для фазы, принятой за особую) и значение номера режима, согласно которому производится автоматический выбор формул для расчета токов и их производных.

Расчет ведется в системе относительных единиц, в которой в качестве основных единиц измерения приняты единицы времени (период первой гармоники тока  $T_1$ ), тока (амплитуда установившейся составляющей приведенного первичного тока) и полного сопротивления (полное сопротивление одной из ветвей или сумма  $Z_{T2}$  и эквивалентного сопротивления нагрузки одного из ТТ, принятого за базисный; эквивалентное сопротивление нагрузки определяется как отношение действующих значений вторичного напряжения и вторичного тока ТТ при синусоидальных первичных токах в предположении, что ТТ — идеальные). Амплитуда базисного тока в исходных данных учитывается косвенно — в значении обобщенного параметра  $A_z$ , рассчитываемого для базисных значений полного сопротивления и тока и значений  $\Psi_s$  или  $z_{\text{ном}}$  базисного ТТ.

Основной характеристикой для переходного и установившегося режимов работы ГТТ, рассчитываемой при помощи программы, является зависимость от времени относительных мгновенных токов во всех ветвях схемы замещения группы. Мгновенные токи ветвей содержат наиболее полную информацию о режиме и служат исходными для вычисления интегральных значений токов.

В установившемся режиме по программе вычисляются следующие интегральные параметры режима: действующие токи всех ветвей схемы замещения группы; первые гармоники, начальные фазы первых гармоник; средние по модулю значения и максимальные вторичные токи и токи общих ветвей группы; угловые погрешности ТТ по первой гармонике тока.

Указанные выше параметры установившегося режима ГТТ вычисляются программой и выводятся на печать не только при наступлении установившегося режима, но и при прекращении счета при продолжающемся переход-

ном режиме — за последний рассчитываемый интервал длиной в один период.

В переходном режиме наряду с мгновенными токами в относительных единицах вычисляются два вида интегральных значений токов всех ветвей: так называемый «интегральный квадрат силы тока»

$$S_d(t) = \int_0^t i^2 dt$$

и среднее квадратичное значение силы тока за текущий период, отнесенное к концу периода,

$$I_d(t) = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_{t-T_1}^t i^2 dt}.$$

Интегральный квадрат силы тока  $S_d(t)$  удобно использовать для расчета количества тепла, выделяемого током за время процесса  $t$ , а также для вычисления среднего квадратичного значения силы тока в интервале времени произвольной длины  $I_d(t_1, t_2)$ . При выражении всех величин в принятой системе относительных единиц

$$I_d(t_1, t_2) = \sqrt{2 \frac{S_d(t_2) - S_d(t_1)}{t_2 - t_1}},$$

среднее квадратичное значение силы тока за один период

$$I_d(t) = \sqrt{2} \sqrt{S_d(t) - S_d(t-1)}.$$

При использовании значений интегрального квадрата силы тока  $S_d(t)$ , рассчитанных при помощи программы, следует учитывать, что они выражены в относительных единицах при базисном значении

$$S_{д.б} = T_1 \cdot 2I_{2б}^2.$$

Кроме указанных величин в переходном режиме определяются наибольшие абсолютные мгновенные значения намагничивающих токов всех ТТ группы и фиксируются моменты времени появления этих максимумов.

Для решения системы дифференциальных уравнений контурных токов используется метод Рунге — Кутты, являющийся «самоначинающимся», что особенно важно для интегрирования уравнений, правые части которых имеют много разрывов. Так, при трехфазном симметричном режиме работы группы с тремя ТТ возможно до 24 разрывов на интервале в один период. Точки разрывов

производных контурных токов соответствуют моментам коммутаций ключей в схеме замещения группы и расположены неравномерно, поэтому вычисления происходят с переменным шагом дискретизации времени.

Первоначально в программе использовался метод Рунге—Кутты четвертого порядка. Однако исследования показали, что при ограничениях, наложенных на максимальное значение шага интегрирования по условиям точности интегрирования при вычислении потокоцеплений ТТ методом хорд, для интегрирования дифференциальных уравнений контурных токов достаточную точность при вдвое меньшем объеме вычислений обеспечивает метод Рунге—Кутты второго порядка, который и принят в окончательной версии программы ГТТ-72.

#### 4-5. ТОК НЕБАЛАНСА В ГРУППЕ ДГТТ-2, СОСТАВЛЕННОЙ ИЗ ЛИНЕЙНЫХ ТТ

Током небаланса называется общий ток группы ДГТТ-2 в условиях, когда у обоих ТТ приведенные первичные токи одинаковы. Комплексная схема замещения для расчета тока небаланса в установившемся режиме приведена на рис. 4-10,а. Ее легко получить из общей

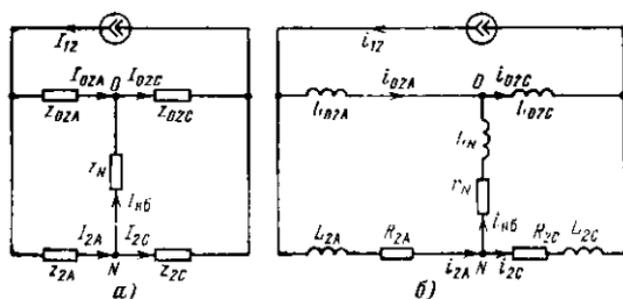


Рис. 4-10. Схемы замещения при расчете тока небаланса в ДГТТ-2 с линейными ТТ.

комплексной схемы замещения ГТТ-2, если принять  $\dot{I}_{12} = \dot{I}_{12A} = -\dot{I}_{12C}$ ,  $\dot{I}_{НБ} = \dot{I}_N$  и изменить соответственно первичному току условные положительные направления вторичного и намагничивающего токов ТТ.

Ток небаланса в установившемся режиме

$$\dot{I}_{НБ} = \dot{I}_{12} \left( \frac{Z_{02A}}{Z_{2A}} + \frac{Z_{02C}}{Z_{2C}} \right) \frac{1}{1 + \frac{Z_N}{Z_{ВЫХ}}}$$

где  $Z_{\text{вых}}$  — выходное сопротивление схемы, измеренное между точками  $N-0$  при  $Z_N = \infty$ ,  $Z_{\text{вых}} = \frac{Z_{\Sigma A} Z_{\Sigma C}}{Z_{\Sigma A} + Z_{\Sigma C}}$ .

Таким образом, ток небаланса зависит от приведенного первичного тока и от параметров схемы замещения, в частности от  $Z_N$ .

Условия баланса схемы есть условия, при выполнении которых ток небаланса равен нулю. Эти условия сводятся к следующему равенству:  $Z_{02A}/Z_{\Sigma A} = Z_{02C}/Z_{\Sigma C}$ . Таким образом, условия баланса схемы не зависят от сопротивления  $Z_N$ , причем они справедливы как для установившегося, так и для переходного режимов.

Если группа работает в классе А, т. е.  $Z_N = 0$ , то ток небаланса

$$i_{\text{нб}} = i_{12} \left( \frac{Z_{02A}}{Z_{\Sigma A}} - \frac{Z_{02C}}{Z_{\Sigma C}} \right) = i_{\text{нб}(0)}.$$

Поэтому в общем случае ток небаланса

$$i_{\text{нб}} = \frac{i_{\text{нб}(0)}}{1 + Z_N/Z_{\text{вых}}}.$$

Это выражение позволяет оценить влияние сопротивления  $Z_N$  на уменьшение тока небаланса в ДГТТ-2 с линейной схемой замещения.

Для того чтобы при заданном модуле  $Z_N$  получить наименьшее отношение  $i_{\text{нб}}/i_{\text{нб}(0)}$ , следует применять сопротивление  $Z_N$  с аргументом  $\varphi_z$ , равным аргументу  $\varphi_{\text{вых}}$  выходного сопротивления  $Z_{\text{вых}}$ .

Относительным током небаланса называется величина

$$I_{\text{нбж}} = I_{\text{нб}}/I_{N\Sigma},$$

где  $I_{N\Sigma}$  — ток  $I_N$  в условиях, когда модули приведенных первичных токов обоих ТТ такие же, как при определении  $I_{\text{нб}}$ , а взаимное направление первичных токов аналогично направлению в основной схеме ГТТ-2. Поэтому

$$I_{N\Sigma} = i_{12} \left( \frac{Z_{02A}}{Z_{\Sigma A}} + \frac{Z_{02C}}{Z_{\Sigma C}} \right) \frac{1}{1 + \frac{Z_N}{Z_{\text{вых}}}}.$$

Отсюда

$$I_{\text{нбж}} = \frac{\frac{Z_{02A}}{Z_{\Sigma A}} - \frac{[Z_{02C}]}{Z_{\Sigma C}}}{\frac{Z_{02A}}{Z_{\Sigma A}} + \frac{Z_{02C}}{Z_{\Sigma C}}}$$

Таким образом, относительный ток небаланса в ДГТТ-2 с линейной схемой замещения не зависит от сопротивления  $Z_N$ . В связи с этим его можно рассчитывать, принимая  $Z_N=0$ .

В схеме дифференциальной защиты ток срабатывания реле защиты  $I_{\text{р.с.}}$ , включенного в цепь тока  $I_N$ , должен удовлетворять двум требованиям. Во-первых, он должен быть больше тока  $I_N$  при к. з. за пределами защищаемой зоны, когда ток  $I_N$  равен току небаланса. Во-вторых, он должен быть меньше тока  $I_N$  при к. з. в пределах защищаемой зоны, когда ток  $I_N$  обусловлен током повреждения.

При этом коэффициент чувствительности защиты

$$K_{\text{ч}} = I_{\text{нбж}} / I_{\text{р.с.}}$$

где  $I_{\text{нбж}}$  — ток  $I_N$  в расчетных условиях к. з. в пределах защищаемой зоны.

При прочих равных условиях коэффициент чувствительности получается наибольшим, если ток срабатывания реле лишь на бесконечно малую величину меньше тока небаланса. Если расчетные условия таковы, что при к. з. в пределах защищаемой зоны первичные токи обоих ТТ по модулям такие же, какие принимались при расчете тока небаланса, но один из них имеет противоположную фазу, то наибольший возможный коэффициент чувствительности защиты обратно пропорционален относительному току небаланса. Поэтому относительный ток небаланса характеризует наибольшую возможную чувствительность защиты.

Приведенные выражения показывают, что в схеме дифференциальной защиты с линейными ТТ изменение сопротивления  $Z_N$  влияет на абсолютное значение тока небаланса, но не влияет на чувствительность защиты в установившемся режиме.

Расчет переходного режима работы линейной ДГТТ-2 ведется по схеме замещения, приведенной на рис. 4-10,б. Но даже в этом случае аналитические расчеты довольно сложны. Для упрощения аналитических расчетов тока

небаланса в переходном режиме принимается  $r_N = L_N = 0$ , что вносит определенный запас в результаты расчета.

Вторичный ток каждого ТТ в переходном режиме состоит из токов установившегося  $i_{2уст}$  и свободного  $i_{2св}$  (см. гл. 3). Ток небаланса также можно представить в виде суммы тока небаланса установившегося режима  $i_{нб.уст}$  и свободного тока небаланса  $i_{нб.св}$ , т. е.  $i_{нб} = i_{нб.уст} + i_{нб.св}$ .

Если  $z_N = 0$ , то  $i_{нб.уст} = i_{2Aуст} - i_{2Cуст}$ ;  $i_{нб.св} = i_{2Aсв} - i_{2Cсв}$ .

Установившийся ток небаланса рассчитывается так же, как и в установившемся режиме. Закон изменения свободного тока небаланса зависит от закона изменения свободного первичного тока. Далее принято, что

$$i_{12} = I_{12m} \left[ \cos \omega t - \exp \left( -\frac{t}{\tau_1} \right) \right].$$

При этом свободный и установившиеся вторичные токи могут быть рассчитаны по формулам гл. 3.

В данном случае установившийся ток небаланса

$$i_{нб.уст} = I_{12m} \left[ \frac{\omega (\tau_{\Sigma A} - \tau_{2A})}{\sqrt{1 + (\omega \tau_{\Sigma A})^2}} \cos (\omega t - \delta_{TA}) - \frac{\omega (\tau_{\Sigma C} - \tau_{2C})}{\sqrt{1 + (\omega \tau_{\Sigma C})^2}} \cos (\omega t - \delta_{TC}) \right],$$

где  $\tau_{2A} = L_{2A}/R_{2A}$ ;  $\tau_{2C} = L_{2C}/R_{2C}$ ;

$$\tau_{\Sigma A} = (L_{02A} + L_{2A})/R_{2A}; \quad \tau_{\Sigma C} = (L_{02C} + L_{2C})/R_{2C}; \quad \operatorname{tg} \delta_{TA} = 1/\omega \tau_{\Sigma A}; \quad \operatorname{tg} \delta_{TC} = 1/\omega \tau_{\Sigma C}.$$

Свободный ток небаланса

$$i_{нб.св} = I_{12m} \left[ \left( \frac{\tau_{\Sigma C} - \tau_{2C}}{\tau_{\Sigma C} - \tau_1} - \frac{\tau_{\Sigma A} - \tau_{2A}}{\tau_{\Sigma A} - \tau_1} \right) \exp \left( -\frac{t}{\tau_1} \right) + \left( \sqrt{\frac{1 + (\omega \tau_{2A})^2}{1 + (\omega \tau_{\Sigma A})^2}} \sin (\delta_{TA} + \varphi_{2A}) + \frac{\tau_1 - \tau_{2A}}{\tau_{\Sigma A} - \tau_1} \right) \times \right. \\ \left. \times \exp \left( -\frac{t}{\tau_{\Sigma A}} \right) - \left( \sqrt{\frac{1 + (\omega \tau_{2C})^2}{1 + (\omega \tau_{\Sigma C})^2}} \sin (\delta_{TC} + \varphi_{2C}) + \frac{\tau_1 - \tau_{2C}}{\tau_{\Sigma C} - \tau_1} \right) \exp \left( -\frac{t}{\tau_{\Sigma C}} \right) \right].$$

В данном случае свободный ток небаланса состоит из трех экспоненциальных составляющих. Одна из них за-

тухает с постоянной времени первичной цепи  $\tau_1$ . Другая затухает с суммарной постоянной времени ТТА  $\tau_{\Sigma A}$ . Третья затухает с суммарной постоянной времени ТТС

с с

При этом на составляющую, затухающую с постоянной времени первичной цепи, накладывается разность

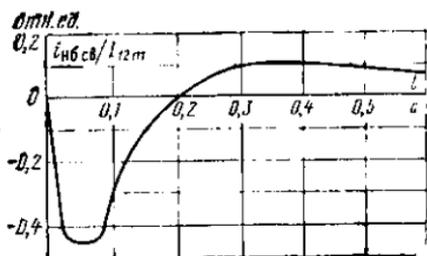


Рис. 4-11. Переходный ток небаланса в линейной ДГТТ-2 класса А при  $T_1=0,1$  с,  $\varphi_{2A}=\varphi_{2C}=0$ ,  $\varepsilon_A=1\%$ ,  $\varepsilon_C=10\%$ .

других составляющих, затухающих с постоянными времени ТТ. В результате оказывается, что форма кривой свободного тока небаланса и амплитуда тока небаланса зависят от соотношения постоянных времени ТТА и ТТС и от постоянной времени первичной цепи. При этом амплитуда свободного тока небаланса может значительно превышать амплитуду тока небаланса в установившемся

режиме, а затухание свободного тока небаланса может продолжаться дольше, чем затухание аperiodической составляющей первичного тока.

На рис. 4-11 построен график свободного тока небаланса, рассчитанный по приведенной формуле для следующих условий:

$$\tau_1 = 0,1 \text{ с}; \quad \varphi_{2A} = 0 = \varphi_{2C}; \quad \varepsilon_A = 1\% (\tau_{\Sigma A} = 0,3 \text{ с}); \\ \varepsilon_C = 10\% (\tau_{\Sigma C} = 0,03 \text{ с}).$$

После соответствующих подстановок расчетная формула имеет следующий вид:

$$i_{нб.св} = I_{12m} [-1,9 \exp(-t/0,1) + 0,5 \exp(-t/0,3) + 1,4 \exp(-t/0,03)].$$

В данном случае свободный ток небаланса монотонно нарастает и в момент  $t \approx 0,05$  с достигает своего максимального значения, равного  $0,45 I_{12m}$ , что почти в 5 раз больше амплитуды установившегося тока небаланса. Далее ток небаланса снижается до нуля в момент  $t=0,2$  с и затем снова нарастает с обратным знаком до  $0,11 I_{12m}$  в момент  $t=0,35$  с. После этого начинается монотонное снижение тока небаланса, причем довольно медленно: при  $t=0,6$  с свободный ток небаланса еще равен около  $0,07 I_{12m}$ .

Поскольку  $\tau_1=0,1$  с, то аperiodическая составляющая первичного тока практически затухает к моменту  $t=0,3$  с, т. е. гораздо быстрее, чем затухает свободный ток небаланса.

Расчет более сложных случаев даже в линейной схеме замещения практически возможен только на математических моделях ГТТ.

Из приведенных уравнений для тока небаланса можно установить условия балансировки схемы в переход-

ном режиме. Эти условия сводятся к тому, что у обоих ТТ постоянные времени должны быть одинаковы:  $\tau_{\Sigma A} = \tau_{\Sigma C}$  и  $\tau_{2A} = \tau_{2C}$ . Тогда, несмотря на переходные процессы во вторичных ветвях каждого ТТ, тока небаланса будет оставаться равным нулю как в переходном, так и установившемся режимах. Эти условия остаются в силе и в том случае, когда  $z_N \neq 0$ .

#### 4.6. ТОК НЕБАЛАНСА В ГРУППЕ ДГТТ-2, СОСТАВЛЕННОЙ ИЗ ТТ С ПХН-АППРОКСИМАЦИЕЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАМАГНИЧИВАНИЯ

Расчетная схема замещения приведена на рис. 4-12. Ключи  $K_A$  и  $K_C$  находятся в ветвях намагничивания ТТ фаз  $A$  и  $C$ . В зависимости от положения этих ключей возможны следующие состояния схемы замещения.

Состояние 0 — оба ключа разомкнуты. При этом ток небаланса равен разности приведенных первичных токов обоих ТТ:  $i_{нб} = i_{12A} - i_{12C}$ .

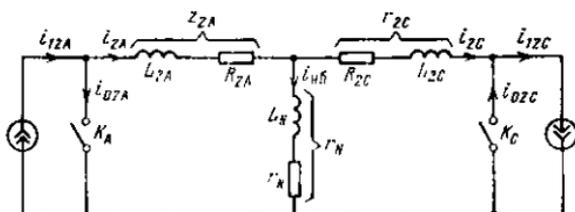


Рис. 4-12. Схема замещения дифференциальной группы (ДГТТ-2) из двух ТТ с ПХН.

Состояние 1 — ключ  $K_A$  замкнут, ключ  $K_C$  разомкнут. При этом  $i_{нб} = i_{2A} - i_{12C}$ .

Состояние 2 — ключ  $K_A$  разомкнут, ключ  $K_C$  замкнут. При этом  $i_{нб} = i_{12A} - i_{2C}$ .

Состояние 3 — оба ключа замкнуты. При этом  $i_{нб} = i_{12A} - i_{12C} + i_{02C} - i_{02A}$ .

Таким образом, условия баланса схемы, т. е. условия для  $i_{нб} = 0$ , различны для разных состояний схемы.

Баланс схемы в состоянии 0 обеспечивается только при одинаковых приведенных первичных токах обоих ТТ, т. е. при  $i_{12A} = i_{12C}$ .

Если баланс схемы в состоянии 0 не обеспечивается, то сбалансировать схему в состояниях 1 и 2 невозможно.

но. Что же касается баланса схемы в состоянии 3, то он обеспечивается, если в этом состоянии  $i_{02A} = i_{02C}$ .

Чтобы в установившемся режиме при заданных первичных токах  $I_{1A}$  и  $I_{1C}$  ток небаланса был равен нулю, требуется:

во-первых, чтобы первичные токи совпадали по фазе;

во-вторых, чтобы соотношение чисел обмоток ТТ фаз А и С соответствовало условию равенства приведенных первичных токов;

$$\frac{\omega_{2A}/\omega_{1A}}{\omega_{2C}/\omega_{1C}} = \frac{I_{1A}}{I_{1C}} = \frac{n_{T.НОМА} (1 - \sigma_{вА})}{n_{T.НОМС} (1 - \sigma_{вС})};$$

в-третьих, чтобы постоянные времени вторичных ветвей у обоих ТТ были одинаковы  $L_{2A}/R_{2A} = L_{2C}/R_{2C}$ ;

в-четвертых, чтобы у обоих ТТ были одинаковы обобщенные параметры  $A_{zA}$  и  $A_{zC}$ , рассчитанные по формулам:

$$A_{zA} = \frac{z_{\text{НОМА}}}{m_{1A} z_{2A}}; \quad A_{zC} = \frac{z_{\text{НОМС}}}{m_{1C} z_{2C}},$$

из которых следует

$$\frac{z_{2A}}{z_{2C}} = \frac{z_{\text{НОМА}}}{z_{\text{НОМС}}} \frac{m_{1C}}{m_{1A}}.$$

Если эти условия выполняются при одной частоте, то они будут выполняться и при другой частоте, поэтому схема будет сбалансирована при любой форме кривой приведенного первичного тока и не только в установившемся, но и в переходном режимах (без учета остаточной индукции). При этом условия баланса схемы замещения не зависят от сопротивления ветви тока небаланса. Ток небаланса появляется, если хотя бы одно из перечисленных условий баланса схемы не выполняется.

График тока небаланса в установившемся режиме рассчитывается довольно просто, когда группа работает в классе А, т. е. когда сопротивление ветви тока небаланса допустимо не учитывать, принимая его равным нулю. В этом случае сначала строятся графики вторичных токов  $i_{2A}(\omega t)$  и  $i_{2C}(\omega t)$  по методам, описанным в гл. 3 (поскольку ТТ работают независимо один от другого). Далее строится график тока небаланса в соответствии с формулой

$$i_{\text{нб}}(t) = i_{2A}(t) - i_{2C}(t).$$

На рис. 4-13,а построены графики токов для случая, когда  $\tau_{2A}=\tau_{2C}=0$  ( $\varphi_{2A}=\varphi_{2C}=0$ ),  $i_{12A}=i_{12C}=i_{12}$ ,  $A_{zA}=0,593$ ,  $A_{zC}=0,89$ ,  $z_N=0$ . В данном случае ток небаланса вызван неравенством обобщенных параметров.

Поскольку сопротивления вторичных ветвей ТТ чисто активные, то углы насыщения ТТ рассчитываются по формулам:

$$\gamma_A = \arccos(1 - 2A_{zA}) = 101^\circ;$$

$$\gamma_C = \arccos(1 - 2A_{zC}) = 141^\circ.$$

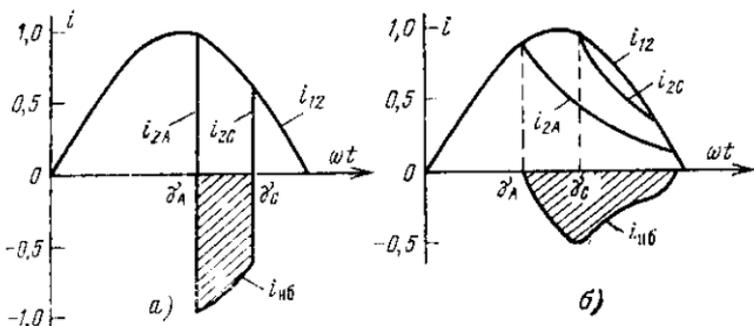


Рис. 4-13. Ток небаланса ДГТТ-2 с ПХН класса А при  $A_{zA}=0,593$ ,  $A_{zC}=0,89$ .

а — при  $\varphi_{2A} \approx \varphi_{2C} = 0$ ; б — при  $\varphi_{2A} = \varphi_{2C} = -37^\circ$ .

При  $\omega t < \gamma_A$  вторичные токи обоих ТТ равны  $i_{12}$  и ток небаланса равен нулю.

В момент, когда  $\omega t = \gamma_A$ , ток  $i_{2A}$  скачком снижается до нуля, а ток небаланса скачком возрастает до

$$i_{нб} = -I_{12m} \sin \gamma_A.$$

Начинается изменение тока небаланса по синусоидальному закону:

$$i_{нб}(t) = -I_{12m} \sin(\omega t - \gamma_A) = -i_{12}.$$

В момент, когда  $\omega t = \gamma_C$ , ток  $i_{2C}$  скачком уменьшается до нуля. При этом ток небаланса также снижается до нуля. Таким образом, во время каждого полупериода приведенного первичного тока ток небаланса появляется в виде импульса с вертикальными фронтами. Ширина импульса тока небаланса пропорциональна  $\gamma_C - \gamma_A$ , а полярность зависит от того, какой из двух ТТ насыщается первым, т. е. у какого из них меньше обобщенный параметр.

На рис. 4-13,б построены графики вторичных токов и тока небаланса для тех же значений  $A_{zA}$  и  $A_{zC}$ , что

и предыдущие, но только углы  $\varphi_{2A} = \varphi_{2C} = 37^\circ$ . В данном случае импульс тока небаланса имеет сглаженные фронты, причем ширина импульса в меньшей степени зависит от разности углов  $\gamma_A - \gamma_C$ .

Если ТТА насыщается первым и значение  $A_{zA}$  остается неизменным, то ширина импульса тока небаланса растет по мере увеличения  $A_{zC}$ . При этом наибольший ток небаланса получается, если  $A_{zC} \gg 1$ , т. е. ТТС вообще не насыщается.

Действующий наибольший ток небаланса равен действующему вторичному намагничивающему току ТТА:

$$I_{\text{нб. макс}} = I_{12} I_{0*A}.$$

Численное значение  $I_{0*A}$  определяется по универсальной характеристике полной погрешности ТТ с ПХН (см. приложение).

Наибольший относительный ток небаланса рассчитывается по формуле

$$I_{\text{нб* макс}} = I_{\text{нб. макс}} / I_N(I_{1A}),$$

где  $I_N(I_{1A})$  — ток в дифференциальной ветви в случае, когда первичный ток существует только у ТТА, а  $I_{1C} = 0$ .

В рассматриваемом случае ( $z_N = 0$ ) этот ток равен вторичному току

$$I_{2A} = I_{12} \left( 1 + \frac{f_{TA}}{100} \right) = I_N(I_{1A}),$$

где  $f_{TA}$  — токовая погрешность ТТА при  $I_{1C} = 0$  и разомкнутом  $K_C$ .

Таким образом,

$$I_{\text{нб* макс}} = \frac{I_{0*A}}{1 + f_{TA}/100}.$$

Поскольку  $I_{0*A}$  и  $f_{TA}$  являются функциями  $A_{zA}$  и  $\varphi_{2A}$ , наибольший относительный ток небаланса также

Таблица 4-1

$\varphi_2^\circ$	$I_{\text{нб* макс}} \text{ при } A_z$				
	0,2	0,4	0,5	0,6	0,8
0	2,5	1,26	1,0	0,75	0,38
32	2,7	1,17	0,85	0,58	0,23
45	2,9	1,14	0,80	0,53	0,2

является функцией этих величин и может быть рассчитан при помощи универсальных характеристик ТТ с ПХН (используются характеристики полной и токовой погрешностей).

В табл. 4-1 иллюстрируется зависимость  $I_{\text{нб*макс}}$  от  $A_z$  и  $\varphi_2$  при  $z_N=0$ . При  $A_z > 0,4$  наибольший относительный ток небаланса уменьшается по мере увеличения  $A_z$  и  $\varphi_2$ .

На рис. 4-14 построены кривые тока небаланса при  $A_{zA}=0,593$ ,  $\varphi_{2A}=37^\circ$ ,  $A_{zC} > 1$  и трех значениях сопротивления  $z_N$ . Они иллюстрируют влияние сопротивления дифференциальной ветви на наибольший ток небаланса. Кривая 1 построена по методу, рассмотренному выше для  $z_N=0$ . В данном случае  $I_{\text{нб.макс}} \approx 0,43I_{12}$ ,  $I_{\text{нб*макс}} \approx 0,6$ .

Кривая 2 рассчитана на цифровой ЭВМ по программе ГТТ-72 для  $z_N=z_{2A}$  при  $\varphi_N=0$ . Программа ГТТ-72 реализует СХН-аппроксимацию характеристик намагничивания ТТ, но при расчете был принят наклон характеристики намагничивания в зоне насыщения весьма небольшой ( $\theta=40^\circ$ ), что практически соответствует ПХН-аппроксимации характеристик намагничивания. По данным расчета  $I_{\text{нб.макс}}=0,27I_{12}$ , т. е. значительно меньше, чем при  $z_N=0$ . Но при этом увеличена и токовая погрешность  $f_{TA}$  в условиях определения  $I_N(I_{1A})$ , т. е. для  $I_{1C}=0$ .

При  $I_{1C}=0$  ТТА работает как одиночный, имеющий сопротивление вторичной ветви

$$z_2 = |Z_{2A} + Z_N| = 1,88z_{2A},$$

а угол вторичной ветви

$$\varphi_2 = \arctg \frac{z_{2A} \sin \varphi_{2A}}{z_N + z_{2A} \cos \varphi_{2A}} = 19^\circ.$$

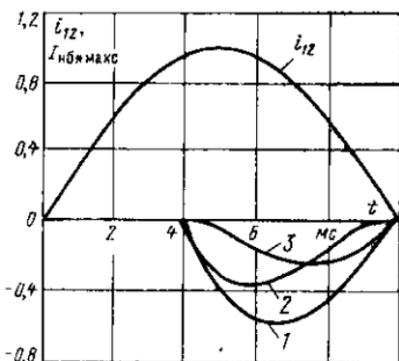


Рис. 4-14. Ток небаланса ДГТТ-2 при  $A_{zC} > 1$ ,  $A_{zA}=0,593$ ,  $\varphi_{2A}=37^\circ$ .  
1 —  $z_N=0$ ; 2 —  $z_N=z_{2A}$ ,  $\varphi_N=0$ ; 3 —  $z_N=z_{2A}$ ,  $\varphi_N=90^\circ$ .

Поэтому токовую погрешность  $f_{TA}$  следует определять при

$$A_z = \frac{1}{1,88} A_{zA} = 0,315; \varphi_z = 19^\circ.$$

Значение токовой погрешности  $f_{TA} = -53\%$ , отсюда относительный наибольший ток небаланса

$$I_{нб.*макс} = 27 / (100 - 53) = 0,58.$$

Таким образом, введение чисто активного сопротивления в дифференциальную ветвь хотя и привело к снижению тока небаланса, но не сказалось на значении относительного наибольшего тока небаланса.

Кривая 3 также рассчитана на цифровой ЭВМ по той же программе ГТТ-72, только для  $z_N = z_{2A}$ ,  $\varphi_N = 90^\circ$ . В данном случае  $I_{нб.макс} = 0,2I_{12}$ ,  $A_{zA}(I_{1A}) = 0,335$ ,  $\varphi_{zA}(I_{1A}) = 63^\circ$ ,  $f_{TA} = -55\%$ ,  $I_{нб.*макс} = 0,45$ .

Таким образом, в установившемся режиме чисто индуктивное сопротивление дифференциальной ветви позволяет снизить ток небаланса в большей степени, чем чисто активное. При этом несколько снижается и относительный ток небаланса.

Следует отметить влияние характера сопротивления дифференциальной ветви на форму кривой тока небаланса. При чисто активном сопротивлении дифференциальной ветви передний фронт импульса тока небаланса получается более крутым, чем задний, а снижение тока небаланса до нуля получается раньше, чем при  $z_N = 0$ . Это объясняется тем, что активное сопротивление равномерно в течение времени снижает намагничивающий ток ТТ и условия, когда вторичный ток становится практически равным приведенному первичному току, наступают раньше.

Чисто индуктивное сопротивление ветви небаланса препятствует быстрому нарастанию и быстрому спаду намагничивающего тока. Из-за этого передний фронт импульса тока небаланса получается очень пологим, а задний фронт более крутым. Ток небаланса нарастает сначала настолько медленно, что создается впечатление, будто увеличился угол насыщения  $\gamma_A$ .

В переходном режиме наблюдается увеличение тока небаланса по сравнению с током небаланса в установившемся режиме с тем же значением установившегося приведенного первичного тока.

Особенно большой ток небаланса в переходном режиме возможен, если у ТТА и ТТС остаточные индукции максимальны по модулю и различны по знаку.

Наибольший ток небаланса определяется в условиях, когда один из нелинейных ТТ насыщается, а другой не насыщается. Далее принято, что приведенные первичные токи обоих ТТ одинаковы и что не насыщается ТТС ( $A_{zC} \gg 1$ ). Поэтому если  $z_N = 0$ , то ток небаланса в переходном режиме, как и в установившемся режиме, равен намагничивающему току ТТА с обратным знаком.

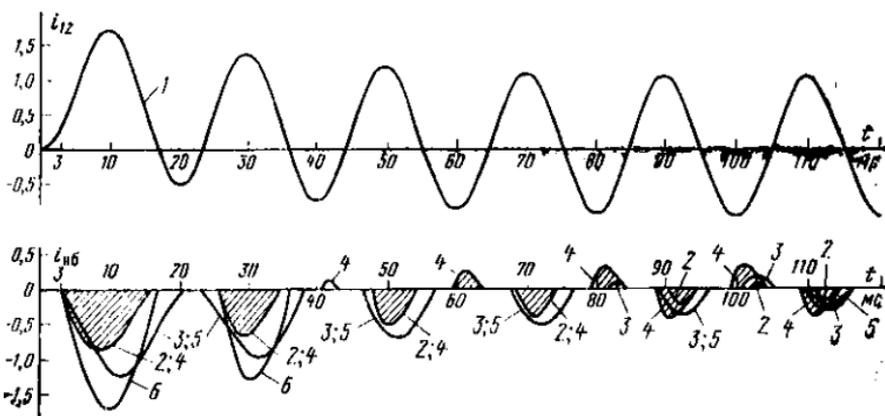


Рис. 4-15. Токи небаланса ДГТТ-2 в переходном режиме при  $T_1 = 30$  мс,  $B_*(0) = 0,6$ ,  $\alpha_1 = 90^\circ$ ,  $A_{zC} \gg 1$ ,  $\varphi_{2A} = 37^\circ$ .

1 —  $i_{12}$ ; 2 —  $z_N = z_{2A}$ ,  $\varphi_N = 0$ ,  $A_{zA} = 0,89$ ; 3 —  $z_N = z_{2A}$ ,  $\varphi_N = 90^\circ$ ,  $A_{zA} = 0,6$ ;

4 —  $z_N = z_{2A}$ ,  $\varphi_N = 0$ ,  $A_{zA} = 0,6$ ; 5 —  $z_N = z_{2A}$ ,  $\varphi_N = 90^\circ$ ,  $A_{zA} = 0,89$ ;

6 —  $z_N = 0$ ,  $A_{zA} = 0,89$  и  $0,6$ .

Далее принято также, что приведенный первичный ток имеет наибольший свободный ток, изменяющийся по экспоненциальному закону

$$i_{12cb} = I_{12m} \exp(-t/\tau_1).$$

На рис. 4-15 построен график приведенного первичного тока (в долях амплитуды установившегося тока) при  $\tau_1 = 30$  мс (кривая 1) и соответствующие этому первичному току графики тока небаланса при  $z_N = z_{2A}$ ,  $\varphi_{2A} = 37^\circ$  ( $\cos \varphi_{2A} = 0,8$ ) в условиях, когда ТТС не насыщается ( $A_{zC} \gg 1$ ). Таким образом, это — кривые зависимостей наибольшего тока небаланса. Они рассчитаны на цифровой ЭВМ по программе ГТТ-72 практически для ПХН-аппроксимации характеристики намагничивания ТТ. При расчете принято, что ТТА имеет остаточную индукцию  $+0,6B_n$ .

При расчете варьировались значения  $A_{zA}$  и  $\varphi_N$ . Для сравнения на том же рисунке приведена кривая первого импульса тока небаланса при прочих равных условиях, но с  $z_N = 0$  (кривая б).

Таблица 4-2

Ток небаланса, отн. ед.	Режим			
	переходный (первый импульс) при $A_z$		установившийся при $A_z$	
	0,593	0,89	0,593	0,89
При $z_N = z_{2A}$	$\frac{0,84(1,22)}{0,68(1,07)}$	$\frac{0,84(1,21)}{0,67(1,05)}$	$\frac{0,37(0,24)}{0,27(0,2)}$	$\frac{0,15(0,7)}{0,08(0,04)}$
При $z_N = 0$	$\frac{1,69(1,69)}{1,38(1,38)}$	$\frac{1,68(1,68)}{1,36(1,36)}$	$\frac{0,56(0,56)}{0,43(0,43)}$	$\frac{0,18(0,18)}{0,16(0,16)}$

Примечания: 1. В числителе — мгновенный, в знаменателе — действующий ток. 2. Без скобок — ток при  $\varphi_N = 0$ , в скобках — при  $\varphi_N = 90^\circ$ .

В табл. 4-2 приводятся результаты расчета параметров тока небаланса для первого импульса и для установившегося режима при  $B(0) = 0,6B_n$ ,  $\varphi_{2A} = 37^\circ$ ,  $\tau_1 = 30$  мс.

Мгновенный ток небаланса выражен в долях амплитуды установившегося первичного тока, действующий ток небаланса — в долях действующего установившегося первичного тока.

Во всех случаях наибольший ток небаланса получается во время первого периода первичного тока, что объясняется влиянием остаточной индукции. В течение нескольких периодов после включения импульсы тока небаланса имеют только один знак, что объясняется влиянием аперриодической составляющей первичного тока, которая вызывает одностороннее подмагничивание ТТА.

Кривые 2, 4 соответствуют  $\varphi_N = 0$  при разных значениях  $A_{zA}$ . Они иллюстрируют влияние  $A_{zA}$  на характер тока небаланса при  $\varphi_N = 0$ . В данном случае увеличение  $A_{zA}$  от 0,593 до 0,89 приводит к уменьшению тока небаланса в несколько раз в установившемся режиме, но практически не влияет на ток небаланса в переходном режиме.

Кривые 3, 5 соответствуют  $\varphi_N = 90^\circ$  при разных значениях  $A_{zA}$ . В данном случае ток небаланса в переходном режиме также практически не зависит от  $A_{zA}$ , но в сильной степени зависит от  $A_{zA}$  в установившемся режиме. Поэтому в тех случаях, когда решающее значение имеет ток небаланса в переходном режиме, можно допускать увеличенные значения погрешностей ТТ в установившемся режиме. Но при этом следует иметь в виду, что с уменьшением  $A_z$  увеличивается относительный ток небаланса в установившемся режиме.

Снижения тока небаланса в переходном режиме можно достигнуть, вводя сопротивление в дифференциальную ветвь. Если  $z_N = z_{2A}$ , то больший эффект в отличие от установившегося режима дает чисто активное сопротивление, а не чисто индуктивное. Расчеты тока небаланса при больших значениях постоянной времени первичной цепи ( $\tau_1 = 200$  мс) также свидетельствуют о большей эффективности активного сопротивления.

Большую эффективность активного сопротивления в переходном режиме (по сравнению с индуктивным сопротивлением) можно объяснить тем, что у переходного тока небаланса частотный спектр сдвинут влево.

Следует отметить, что если схема сбалансирована в установившемся режиме, то ток небаланса в переходном режиме может быть вызван только неравенством остаточных индукций ТТ фаз А и С. Для ограничения тока небаланса целесообразно вводить в дифференциальную ветвь повышенное активное сопротивление  $z_N = r_N > z_{2A}$ . Введение же повышенного реактивного сопротивления нецелесообразно, особенно при большой  $\tau_1$ .

#### 4.7. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ГРУППЫ ТТ ЗВЕЗДА, СОСТАВЛЕННОЙ ИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ТТ

Сначала рассмотрим установившийся режим, когда система приведенных первичных токов симметричная, т. е. не содержит ни составляющих обратной последовательности, ни нулевой последовательности. Система индивидуальных нагрузок ТТ также симметрична, т. е.  $Z_{нА} = Z_{нВ} = Z_{нС} = Z_{н}$ .

Если бы ГТТ состояла из одинаковых линейных ТТ, то системы вторичных и намагничивающих токов также были бы симметричными и не содержали составляющих обратной и нулевой последовательностей. При этом ток в нулевом проводе был бы равен нулю и ГТТ работала бы в режиме класса А: при любом сопротивлении  $Z_N$  каждый ТТ работал бы независимо.

Если ГТТ состоит из одинаковых нелинейных ТТ, то формы кривых вторичных и намагничивающих токов искажены гармониками. Поскольку первичные токи синусоидальные, то для составляющих основной частоты токов любого ТТ справедливо соотношение:

$$I_{1\alpha} = I_{2(1)} + I_{0\alpha(1)},$$

где индексы (1) обозначают составляющие основной гармоники.

Для составляющих токов ТТ любой гармоники, кроме основной, справедливо соотношение:

$$0 = I_{2(r)} + I_{02(r)}.$$

Далее предполагается (если не будет специальной оговорки), что все ТТ одинаковы. Поэтому системы вторичных и намагничивающих токов основной частоты симметричны, и ток в нулевом (общем) проводе не имеет составляющей основной частоты. В данном случае ток в нулевом проводе равен сумме третьих или кратных третьим гармоник вторичных токов или взятой с обратным знаком сумме тех же гармоник намагничивающих токов всех ТТ. В общем случае

$$I_N = 3K_3 I_{02}.$$

Здесь  $K_3$  — коэффициент, характеризующий гармонический состав намагничивающего тока одного ТТ.

Режим работы ГТТ в сильной степени зависит от значений обобщенных параметров режима отдельных ТТ. Поскольку все ТТ одинаковы и нагрузки также одинаковы, то и обобщенные параметры у всех ТТ одинаковы и равны:

$$A_z = z_{\text{ном}} / m_1 z_2,$$

где  $z_2 = |Z_H + Z_{T2}|$ .

Если  $A_z > 1$ , т. е. ТТ не находятся в режиме глубокого насыщения, то формы кривых вторичных токов практически не искажены, а  $K_3 < 1/3$ . При этом ток  $I_N$  не больше, чем намагничивающий ток одного ТТ.

Обычно в таком случае ток  $I_N$  невелик по сравнению с вторичным током, и вторичные токи ТТ практически не зависят от тока в нулевом проводе. Если же  $A_z < 1$ , то формы кривых вторичных токов более или менее значительно искажены и вследствие этого даже при полной идентичности ТТ и полной симметрии первичных токов и вторичных нагрузок ток  $I_N$  может оказаться соизмеримым с приведенным первичным током.

В данном случае режим работы ГТТ звезда можно рассчитывать, приняв за расчетную соответствующую обобщенную схему замещения ГТТ-3. Если расчет ведется графо-аналитически, то принимается ПХН-аппроксимация характеристик намагничивания ТТ.

В простейшем случае  $z_N = 0$  и каждый ТТ, несмотря на большой ток  $I_N$ , работает независимо. При этом кри-

вые вторичного и намагничивающего токов каждого ТТ строятся, как у одиночного ТТ с ПХН, а график тока в нулевом проводе получается путем суммирования намагничивающих токов ТТ, взятых с обратными знаками.

На рис. 4-16 построены кривые токов для следующих условий:  $A_z=0,75$ ,  $Z_N=0$ ,  $Z_2=R_2$ , т. е. для чисто активных сопротивлений вторичных ветвей ТТ. В данном случае угол насыщения каждого ТТ  $\gamma_1=2/3\pi$  или  $120^\circ$ . Ширина каждого импульса намагничивающего тока в угловой мере равна  $60^\circ$ , причем импульсы намагничивающих

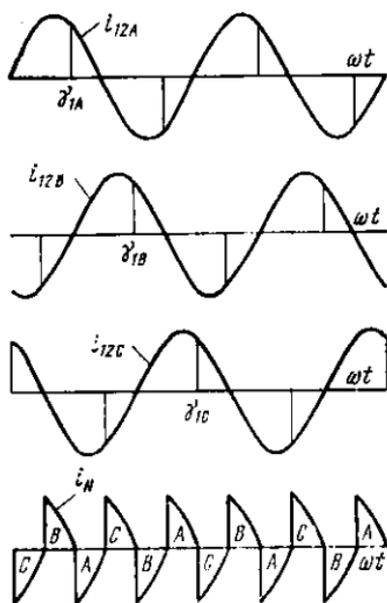


Рис. 4-16. Токи ГТТ звезда в установившемся режиме при  $z_N=0$ ,  $\varphi_{2A}=\varphi_{2B}=\varphi_{2C}=0$ ,  $A_z=0,75$ .

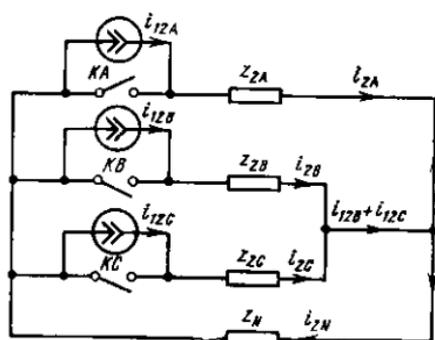


Рис. 4-17. Токораспределение в ГТТ звезда при насыщении одного ТТ.

токов разных ТТ не совпадают во времени — ТТ насыщаются поочередно. Ток в нулевом проводе представляет собой совокупность импульсов намагничивающих токов отдельных ТТ. Буквами А, В, С отмечены импульсы тока  $i_N$ , соответствующие намагничивающим токам ТТ фаз А, В, С.

Интересно отметить, что при  $\gamma_1 \geq 120^\circ$  во время ненасыщенного состояния какого-либо ТТ по нулевому проводу проходят два одинаковых импульса тока от двух других ТТ, противоположных по знаку. Поэтому среднее значение тока  $i_N$  за время ненасыщенного состояния ТТ всегда равно нулю.

Отсюда следует, что если в нулевой провод ввести чисто активное сопротивление  $r_N$ , то за время насыщения

ного состояния любого ТТ среднее напряжение на  $r_N$  будет оставаться равным нулю. Поэтому введение  $r_N$  не отразится на значении угла насыщения ТТ. Следовательно, в чисто активной схеме замещения в рассматриваемом режиме углы насыщения ТТ можно определять, принимая  $r_N=0$ , что значительно упрощает расчеты.

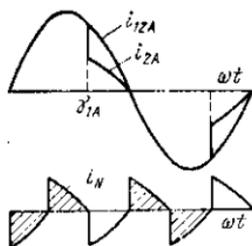


Рис. 4-18. Токи ТТ А и  $i_N$  ГТТ звезда при  $z_N=z_{2A}=z_{2B}=z_{2C}$ ,  $\varphi_N=\varphi_{2A}=\varphi_{2B}=\varphi_{2C}=0$ ,  $A_z=0,75$ .

Но если  $r_N \neq 0$ , то в момент насыщения какого-либо ТТ ветвь с током  $i_N$  оказывается зашунтированной вторичной ветвью насыщенного ТТ. На рис. 4-17 это показано для случая, когда насыщен ТТА и ключ  $K_A$  в его ветви намагничивания замкнут. После насыщения ТТА вторичный ток этого ТТ снижается не до нуля, как при  $z_N=0$  или у одиночного ТТ с ПХН, а только до значения

$$i_{2A} = -(i_{12B} + i_{12C}) \frac{r_N}{R_2 + r_N} = + i_{12A} \frac{r_{N*}}{1 + r_{N*}}.$$

Поэтому

$$i_N = i_{12A} \frac{1}{1 + r_{N*}},$$

где  $r_{N*} = r_N / r_2$ .

На рис. 4-18 построены графики токов ТТА и тока  $i_N$  в случае, когда  $\gamma_{1A} = 120^\circ$ ,  $r_N = R_2$ .

В данном случае форма кривой тока  $i_N$  остается такой же, как при  $r_N=0$ , но только амплитуда и мгновенные значения этого тока уменьшены в 2 раза. Форма же кривой вторичного тока ТТ отличается от того, что было при  $r_N=0$  и что должно быть у одиночного ТТ с ПХН при  $\varphi_2=0$ . В данном случае после насыщения ТТ его вторичный ток становится равным  $0,5i_{12A}$ , а не нулю. Аналогично изменяются формы кривых вторичных токов и других ТТ.

Таким образом, введение  $r_N$  вызывает уменьшение тока  $I_N$  и увеличение  $I_2$ , т. е. уменьшение погрешностей ТТ.

Если  $\varphi_2 = \arg Z_2 = 0$ ,  $\varphi_N = \arg Z_N = 0$  и  $A_z > 0,75$ , то в некоторые моменты времени насыщен один ТТ, а в другие моменты ни один из ТТ не насыщен. Поэтому

все приведенные формулы остаются в силе, но только ток  $i_N$  состоит из более коротких импульсов, а между импульсами образуются паузы.

Поэтому при  $\varphi_2 = \varphi_N = 0$  при  $A_z = 0,75 \rightarrow 1,0$

$$I_N = \sqrt{3} I_{02} = \sqrt{3} I_{02(0)} \frac{r_{N^*}}{1 + r_{N^*}} = \sqrt{3} I_{12} \frac{\epsilon_{(0)}}{100} \frac{r_{N^*}}{1 + r_{N^*}},$$

где  $I_{02(0)}$  и  $\epsilon_{(0)}$  — намагничивающий ток и полная погрешность каждого ТТ при  $r_N = 0$  (витковая коррекция не учитывается).

Полная и токовая погрешность каждого ТТ группы:

$$\epsilon = \epsilon_{(0)} \frac{1}{1 + r_{N^*}};$$

$$f_T = \left( \sqrt{1 - \left( \frac{\epsilon_{(0)}}{100} \right)^2 \left( \frac{1}{1 + r_{N^*}} \right)^2} - 1 \right) 100.$$

Таким образом, по мере увеличения  $r_{N^*}$  погрешности ТТ снижаются и при обрыве нулевого провода ТТ работают без погрешностей, благодаря тому что вторичная цепь насыщенного ТТ подпитывается от двух других, не насыщенных в данный момент ТТ.

На рис. 4-19 построены кривые токов для  $A_z = 0,5$  и прочих условий, аналогичных условиям для кривых, приведенных на рис. 4-16. Из-за меньшего  $A_z$  форма

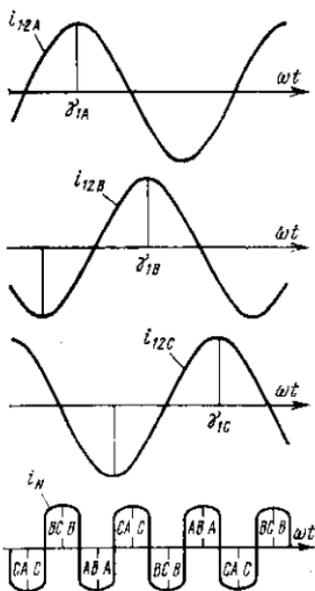


Рис. 4-19. Токи ГТТ звезда с активной схемой замещения при  $z_N = 0$ ,  $A_z = 0,5$ .

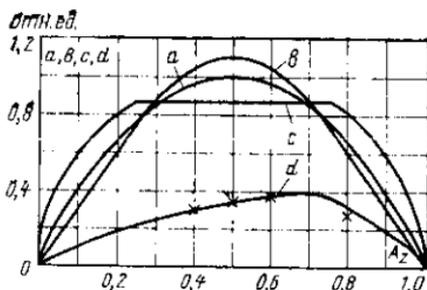


Рис. 4-20. Универсальные характеристики ФТНП с чисто активной схемой замещения.

$a - I_N / I_{12}$ ;  $b - I_{N\max} / I_{12m}$ ;  $c - I_{N\text{ср}} / I_{12\text{ср}}$ ;  $a, b, c$  — при  $z_N = 0$ ;  $d - I_N / I_{12}$  при  $z_N = z_2$ .

кривой тока  $i_N$  существенно отличается от формы кривой при  $A_z=0,75$ . Объясняется это тем, что в этом режиме в любой момент обязательно насыщен один ТТ, а в некоторые моменты — даже два ТТ. Буквы на графике тока  $i_N$  указывают, из каких импульсов намагничивающих токов формируются импульсы тока  $i_N$ . В данном случае за время ненасыщенного состояния одного ТТ среднее значение тока  $i_N$  не равно нулю. Поэтому введение даже активного сопротивления  $r_N$  вызывает изменение углов насыщения ТТ.

В рассматриваемом режиме ток  $i_N$  численно равен току небаланса фильтра тока нулевой последовательности, поскольку ФТНП представляет собой ГТТ звезда, составленную из одинаковых ТТ.

В [54] рассмотрены форма кривой и интегральные параметры тока небаланса ФТНП с ПХН в случае, когда схема замещения составлена из чисто активных сопротивлений. При этом предложены универсальные характеристики ФТНП с ПХН (рис. 4-20), позволяющие быстро оценивать различные интегральные параметры тока небаланса как функции  $A_z$ . Эти кривые показывают следующее:

Во-первых, при  $z_N=0$  небольшое отклонение (в сторону уменьшения)  $A_z$  от 1 вызывает быстрое увеличение тока небаланса, после чего интегральные параметры тока небаланса получаются соизмеримыми с интегральными параметрами приведенного вторичного тока; во-вторых, при помощи активного сопротивления  $r_N$  можно заметно снизить ток небаланса, особенно при  $A_z$ , близких и меньших 0,5.

При оценке ФТНП, как и при оценке дифференциальной схемы, наибольший практический интерес представляет относительный ток небаланса, рассчитываемый по формуле

$$I_{\text{нбн}} = I_{\text{нсим}} / I_{\text{нодн}},$$

где  $I_{\text{нсим}}$  равен  $I_N$  в симметричном режиме;  $I_{\text{нодн}}$  — ток  $I_N$  в однофазном режиме, когда первичный ток одного ТТ такой же, как в симметричном режиме, а другие первичные токи равны нулю.

Если предположить, что пассивные ТТ, т. е. ТТ, у которых первичные токи равны нулю, не насыщаются, то

$$I_{\text{нодн}} = I_2 = I_{12} \left( 1 + \frac{f_{\text{Фодн}}}{100} \right),$$

где  $f_{\text{Родн}}$  — погрешность м. д. с. «активного» ТТ при сопротивлении вторичной ветви, равном  $Z_{2\text{одн}}=Z_2+Z_{N^*}$ . В данном случае

$$Z_{2\text{одн}}=r_{2\text{одн}}=r_2(1+r_{N^*}).$$

Погрешность  $f_{\text{Родн}}$  можно определить по универсальной характеристике одиночного ТТ с ПХН для обобщенного параметра

$$A_{z\text{одн}} = \frac{z_{\text{см}}}{m_1 z_{2\text{одн}}} = A_z \frac{1}{1+r_{N^*}}.$$

Таким образом, относительный ток небаланса является функцией  $A_z$  и  $r_{N^*}$  и его можно рассчитать при помощи универсальных характеристик одиночного ТТ с ПХН и универсальных характеристик рис. 4-20.

На рис. 4-21 построены рассчитанные указанным образом универсальные характеристики относительного тока небаланса ФТНП. Они показывают, что при увеличении  $r_{N^*}$  уменьшается относительный ток небаланса (а не только  $I_N$ ). Поэтому вводить  $r_N$  целесообразно и по условиям уменьшения погрешностей ТТ и по условию снижения относительного тока небаланса ФТНП.

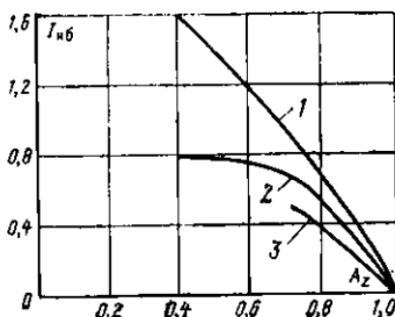


Рис. 4-21. Универсальные характеристики относительного тока небаланса ФТНП с чисто активной схемой замещения. 1 — при  $r_N=0$ ; 2 — при  $r_N=r_2$ ; 3 — при  $r_N=4r_2$ .

На рис. 4-22 приведена осциллограмма, снятая при испытании реальной ГТТ звезда, составленной из трех ТТ типа ТПОЛ-10-600/5.

Схема замещения состояла из практически чисто активных сопротивлений,  $z_{N^*}=0,87$ ,  $A_z=0,65$ ,  $m_1 \approx 15$ . Постоянная времени первичной цепи  $\tau_1=30$  мс. Относительные остаточные индукции ТТ (в долях индукции насыщения):  $B_{A^*}(0)=+0,42$ ,  $B_{B^*}(0)=-0,43$ ,  $B_{C^*}(0)=-0,35$ . Включение первичного тока произошло в момент, когда первичный ток ТТА имел наибольшую аperiodическую составляющую. На осциллограмме хорошо видно, что в момент насыщения любого ТТ вторичный ток этого ТТ не снижался до нуля благодаря подпитке от других ТТ. Форма кривой тока  $i_N$  соответствует расчетной.

Интересно отметить, что в переходном режиме форма кривой тока небаланса  $i_N$  заметно искажалась, но амплитуда тока небаланса мало увеличивалась по сравнению с амплитудой в установившемся режиме. Это можно объяснить тем, что в установившемся режиме ток небаланса был относительно велик:  $I_N=0,4I_{12}$ .

На рис. 4-23 приведена осциллограмма, снятая при испытании той же ГТТ и в той же первичной сети ( $m_1 \approx 15$ ,  $\tau_1=30$  мс), но с иными параметрами схемы замещения:  $A_z=0,753$ ,  $\cos \varphi_H=0,24$ ,  $\cos \varphi_N=1$ ,  $z_{N*}=1$ ,

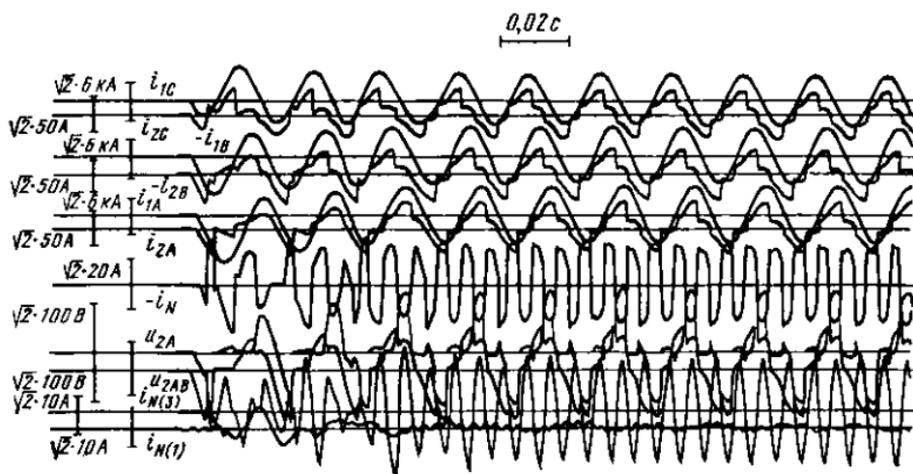


Рис. 4-22. Осциллограмма токов и напряжений в ГТТ звезда, составленной из трех ТТ типа ТПОЛ-10-600/5А ( $\varphi_2=\varphi_N=0$ ).

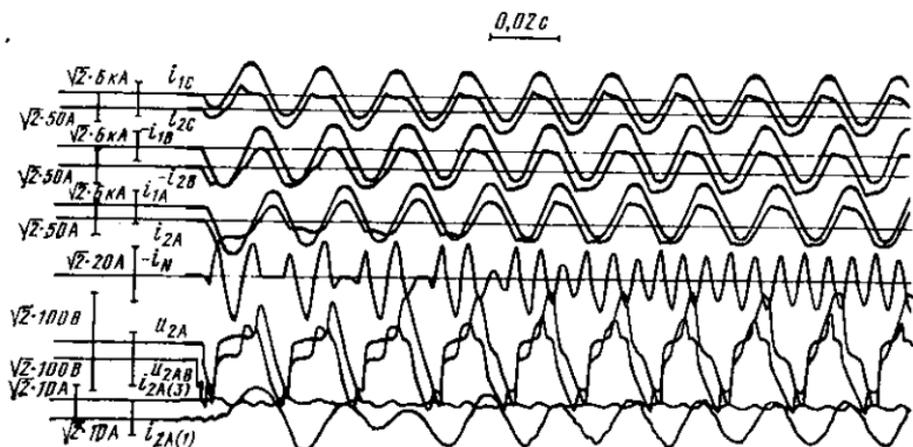


Рис. 4-23. Осциллограмма токов и напряжений ГТТ звезда из трех ТТ типа ТПОЛ-10-600/5 ( $A_z=0,753$ ,  $\cos \varphi_H=0,24$ ,  $\cos \varphi_N=1,0$ ).

$B_{A*}(0) = +0,7$ ,  $B_{B*}(0) = -0,8$ ,  $B_{C*}(0) = -0,3$ . Таким образом, угол вторичной ветви был увеличен значительно. Несколько иными были остаточные индукции ТТ. В данном случае подпитка вторичной цепи насыщенного ТТ менее заметна, хотя также имеет место. Форма кривой тока небаланса отличается от расчетной при  $\varphi_2 = 0$ . Это объясняется тем, что в данном случае  $\varphi_2 \approx 60^\circ$ .

Амплитуда тока небаланса в переходном режиме уменьшилась незначительно, но зато ток небаланса в установившемся режиме составил  $I_N = 0,24I_{12}$ , т. е. уменьшился почти в 2 раза.

Следует отметить, что расчеты режимов работы ГТТ звезда, кроме рассмотренных простейших случаев, практически осуществимы только на ЭВМ, особенно на цифровых.

На рис. 4-24 приведены кривые токов, рассчитанные на цифровой ЭВМ по программе ГТТ-72 в условиях, моделирующих условия при снятии первой осциллограммы (см. рис. 4-22) для четвертого периода после включения, когда практически наступил установившийся режим. Сравнивая эти графики с осциллограммой, можно видеть, что расчет-

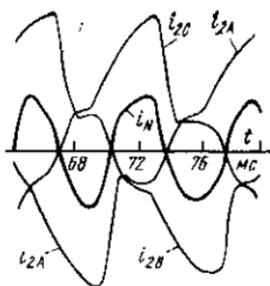


Рис. 4-24. Токи ГТТ звезда на четвертом периоде после включения ( $A_z = 0,65$ ,  $\varphi_2 = -\varphi_N = 0$ ,  $z_{N*} = 0,65$ , расчет по программе ГТТ-72).

Таблица 4-3

Способ получения данных	Интегральные параметры			
	$-I_F$ %	$I_{N*}$	$I_{Nc*}$	$-I_{Fc}$ %
Расчет	17	0,44	0,46	22
Опыт	18—21	0,40	0,43	23

ные формы кривых токов довольно близки к действительным. В табл. 4-3 приводятся некоторые интегральные параметры, полученные расчетом и в результате измерений (для установившегося режима).

## 4.8. УСТАНОВИВШИЙСЯ РЕЖИМ РАБОТЫ КАСКАДНОГО ТТ

На рис. 4-25,а приведена принципиальная схема двухступенчатого каскадного ТТ (КТТ), на рис. 4-25,б показана его схема замещения при ПХН-аппроксимации характеристики намагничивания.

В данном случае первая ступень КТТ состоит из одного двухобмоточного ТТА. Вторая ступень тоже состоит из одного ТТБ. Первичным током КТТ является первичный ток  $i_1$  первой ступени. Вторичным током КТТ  $i_2$  является вторичный ток второй ступени.

В дальнейшем все параметры приводятся к числу витков  $w_{2B}$  вторичной обмотки ТТБ. При этом индексами А и Б обозначаются параметры, относящиеся к той или иной ступени КТТ.

Приведенная сумма активных сопротивлений вторичной обмотки ТТА и первичной обмотки ТТБ

$$R_{12} = (r_{вт А} + r_{пер Б}) (w_{2B}/w_{1B})^2.$$

Приведенная сумма индуктивностей рассеяния вторичной обмотки ТТА и первичной обмотки ТТБ

$$L_{12} = (L_{T2A} + L_{T1B}) (w_{2B}/w_{1B})^2.$$

Приведенные намагничивающие токи ступеней

$$i_{0A2} = (i_1 w_{1A} - i_2 w_{2A}) \frac{1}{w_{2B}};$$

$$i_{0B2} = i_1 \frac{w_{1B}}{w_{2B}} - i_2.$$

Вторичный ток КТТ

$$i_2 = i_1 \frac{w_{1A} w_{1B}}{w_{2A} w_{2B}} - i (i_{0A2} + i_{0B2}).$$

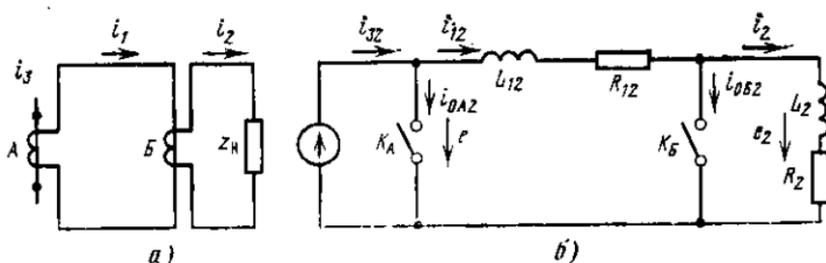


Рис. 4-25. Принципиальная (а) и расчетная схемы замещения (б) двухступенчатого каскадного ТТ.

Приведенная э. д. с. первой ступени  $e_1$  больше, чем приведенная э. д. с. второй ступени  $e_2$ , на величину падения напряжения в  $R_{12}$  и  $L_{12}$ :

$$e_1 = e_2 + R_{12} i_2 + L_{12} \frac{di_2}{dt} = (R_2 + R_{12}) i_2 + (L_2 + L_{12}) \frac{di_2}{dt} + R_{12} i_{0B2} + L_{12} \frac{di_{0B2}}{dt}.$$

При синусоидальном первичном токе КТТ все режимные параметры в сильной степени зависят от соотношения углов  $\varphi_{2A}$ ,  $\varphi_{12}$  и  $\varphi_{2B}$ , определяемых из выражений:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi_{2A} &= \omega \tau_3; \\ \operatorname{tg} \varphi_{2B} &= \omega \tau_2; \\ \operatorname{tg} \varphi_{12} &= \omega \tau_{12}, \end{aligned}$$

где

$$\tau_3 = \frac{L_{\tau 2A} + L_{\tau 1B}}{r_{\text{вт}A} + r_{\text{вт}B}} = \frac{L_{12}}{R_{12}}; \quad \tau_2 = \frac{L_{\tau 2B} + L_{11}}{r_{\text{вт}B} + r_{\text{н}}} = \frac{L_2}{R_2}; \quad \tau_{12} = \frac{L_{12} + L_2}{R_{12} + R_2}.$$

Далее рассматриваются типичные случаи таких соотношений. Первый случай:  $\varphi_{2A} = \varphi_{2B} = \varphi_{12}$  и  $\tau_3 = \tau_2 = \tau_{12}$ . Это наиболее простой случай. Формы кривых токов  $i_1$  и  $i_2$  не будут отличаться от формы вторичного тока одиночного ТТ, работающего при  $\varphi_2 = \varphi_{12}$ .

При этом ТТБ не может насыщаться позже, чем ТТА, так как после насыщения ТТА э. д. с.  $e_{2B}$ , наводимая во вторичной обмотке ТТБ, становится равной нулю и индукция в ТТБ перестает изменяться. Поэтому ТТБ будет вносить погрешности только в том случае, когда он насыщается первым. Если первым насыщается ТТБ, то ТТА не будет вносить погрешностей в работу ТТ независимо от того, будет он насыщаться или нет. При этом ТТБ работает точно так же, как при синусоидальном токе  $i_2$ .

Для определения погрешностей КТТ можно воспользоваться универсальными характеристиками погрешностей одиночного ТТ с ПХН.

Для этого необходимо подсчитать значения обобщенных параметров по формулам:

$$\begin{aligned} A_{zA} &= \frac{z_{\text{сн}A}}{m_{1A} z_{2A}} \left( \frac{\omega_{2B}}{\omega_{1B}} \right)^2; \\ A_{zB} &= \frac{z_{\text{сн}B}}{m_{1B} z_{2B}}, \end{aligned}$$

где  $z_{\text{сн}A}$  и  $z_{\text{сн}B}$  — номинальные сопротивления насыщения ступеней ТТА и ТТБ;  $m_{1A}$  и  $m_{1B}$  — кратности первичных токов ступеней по отношению к первичным токам ступеней, для которых определялись значения  $z_{\text{сн}A}$  и  $z_{\text{сн}B}$ ;

$$\begin{aligned} z_{2A} &= \sqrt{(R_{12} + R_2)^2 + (\omega L_{12} + \omega L_2)^2} = (R_{12} + R_2) \sqrt{1 + (\omega \tau_{12})^2}; \\ z_{2B} &= R_2 \sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}. \end{aligned}$$

Погрешность каскада определяется по меньшей из величин  $A_{zA}$  и  $A_{zB}$  и углу  $\varphi_{2A} = \varphi_{2B} = \varphi_{12}$ .

Рассмотрим второй случай:  $\varphi_{2A} < \varphi_{2B}$ ,  $\tau_3 < \tau_{12} < \tau_2$ ,  $A_{zA} > A_{zB}$ .

Так же, как и в первом случае, ТТБ не может насыщаться позже, чем ТТА, и всегда выполняется условие  $\gamma_{1B} < \gamma_{1A}$ .

На рис. 4-26, а приведены кривые мгновенных токов, индукций и э. д. с.  $e_2$  при  $A_{2A} \leq A_{2B}$  и  $\varphi_{2A} < \varphi_{2B}$ . Процессы в схеме протекают следующим образом. Пусть в некоторый момент времени, соответствующий  $\omega t = \gamma_{1B}$ , происходит насыщение ТТБ. В схеме замещения в этот момент замыкается ключ  $K_B$ . Вторичный ток КТТ после замыкания ключа  $K_B$  затухает с постоянной времени  $\tau_2$

$$i_2 = i_{s2}(\gamma_{1B}) \exp\left(-\frac{t - \frac{\gamma_{1B}}{\omega}}{\tau_2}\right)$$

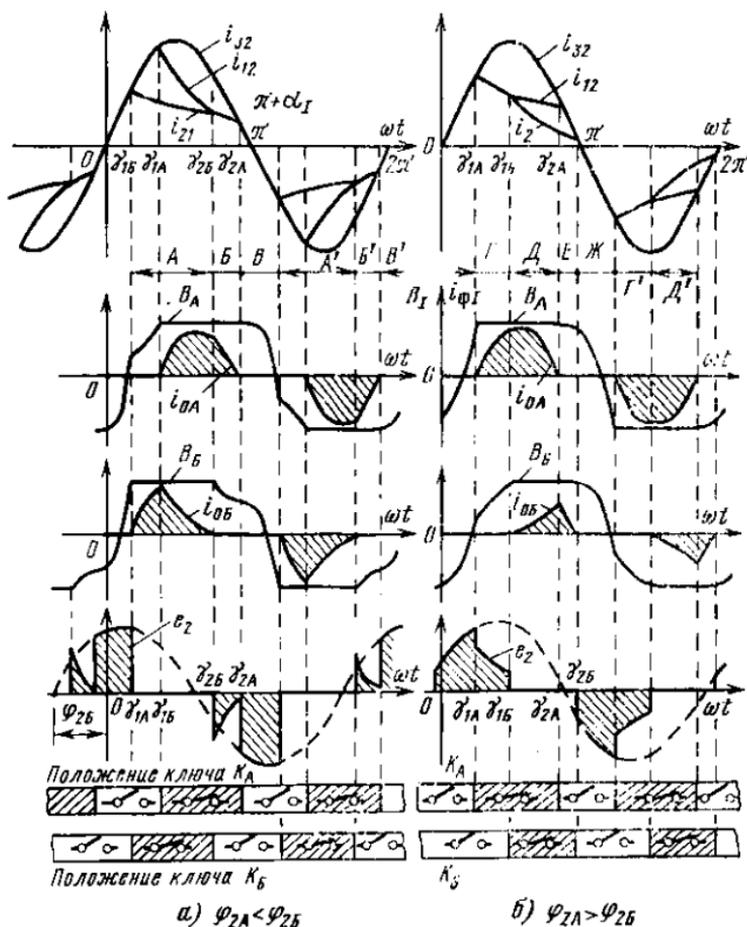


Рис. 4-26. Работа КТТ с ПХН при синусоидальном первичном токе. а — при  $\varphi_{2A} < \varphi_{2B}$ ; б — при  $\varphi_{2A} > \varphi_{2B}$ .

до тех пор, пока он не станет равным току  $i_{12}$  (на протяжении участка  $A$ ). После замыкания ключа  $K_B$  сопротивление в цепи тока  $i_1$  уменьшится до  $z_{H1} = \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}$ .

Поэтому изменится закон изменения э. д. с.  $e_{2A}$  во вторичной обмотке ТТА, но знак ее не изменится. На кривой  $B_A(t)$  появится излом (в точке  $\omega t = \gamma_{1B}$ ) вследствие изменения скорости возрастания индукции  $B_A$ .

При  $\omega t = \gamma_{1A}$  произойдет насыщение ТТА. В схеме замещения в этот момент произойдет замыкание ключа  $K_A$ . Ток  $i_{12}$  станет затухать по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau_3$ .

И в момент  $\omega t = \gamma_{2B}$ , когда наступит равенство  $i_{12} = i_2$ , ток  $i_{0B2}$  спадет до нуля и в схеме замещения разомкнется ключ  $K_B$ .

После этого равенство токов  $i_{12}$  и  $i_2$  будет сохраняться до полного перемагничивания ТТБ в обратном направлении (до  $\omega t = \gamma_{1B} + \pi$ ). Ток  $i_{12} = i_2$  будет затухать с постоянной времени  $\tau_{12}$  до тех пор, пока не сравняется с током  $i_{32}$  при угле  $\omega t = \gamma_{2A}$ .

После размыкания ключа  $K_B$  появится экспоненциальный импульс э. д. с.  $e_2$  у ТТБ в соответствии с экспоненциальным изменением тока  $i_2$ . На участке  $B$  э. д. с.  $e_2$  будет изменяться согласно соотношению

$$e_2 = i_{12} (\gamma_{2B}) e^{-\frac{t - \frac{\gamma_{2B}}{\omega}}{\tau_{12}}} \left[ R_2 - \frac{L_2}{\tau_{12}} \right].$$

Так как  $\left( R_2 - \frac{L_2}{\tau_{12}} \right) < 0$ , то  $e_2$  будет отрицательной и ТТБ начнет размагничиваться.

При  $\omega t = \gamma_{2A}$ , когда ток  $i_{0A2}$  спадет до нуля, произойдет замыкание ключа  $K_A$  и начнется работа КТТ без погрешностей трансформации мгновенных токов (участок  $B$  на рис. 4-26, а). Вторичные токи и э. д. с. будут изменяться по синусоидальным законам до момента  $\omega t = \gamma_{1B} + \pi$ , когда достигнет насыщения ТТБ. Далее процессы будут происходить аналогично рассмотренным на участках  $A$ ,  $B$  и  $B$  (участки  $A'$ ,  $B'$ ,  $B'$ ).

Рассмотрим третий случай:  $\varphi_{2A} > \varphi_{2B}$  и  $\tau_3 > \tau_{12} > \tau_2$ . Ступени  $A$  и  $B$  могут насыщаться в любой очередности — все зависит от соотношения параметров  $A_{2A}$  и  $A_{2B}$  и от конкретных значений углов  $\varphi_{2A}$  и  $\varphi_{2B}$ . В общем случае, если  $A_{2A} \leq A_{2B}$ , то первым будет насыщаться ТТА, а затем ТТБ. При  $A_{2A} > A_{2B}$  возможна обратная последовательность насыщения.

Случай  $A_{2A} \leq A_{2B}$  иллюстрируется кривыми на рис. 4-26, б. Первым (при  $\omega t = \gamma_{1A}$ ) насыщается ТТА. Его вторичный ток  $i_{12}$  на-

чинает затухать с постоянной времени  $\tau_{12}$  (участок Г). Насыщение ТТА приведет к изменению скорости изменения индукции у ТТБ, так как э. д. с.  $\mathcal{E}_2$  после замыкания ключа  $K_A$  будет так же, как и ток  $i_{12}$ , затухать с постоянной времени  $\tau_{12}$ .

При  $\omega t = \gamma_{1B}$  в момент насыщения ТТБ произойдет замыкание ключа  $K_B$ . Токи  $i_{12}$  и  $i_2$  будут с этого момента затухать с разными постоянными времени:  $i_{12}$  с постоянной времени  $\tau_3$ ,  $i_2$  — с  $\tau_2$ . Как только ток  $i_{12}$  сравняется с током  $i_{22}$  (в момент времени, соответствующий  $\omega t = \gamma_{2A}$ ), ток  $i_{0A2}$  спадет до нуля, произойдет размыкание ключа  $K_A$  и ТТА начнет работать без погрешностей. Размыкание

ключа  $K_A$  не отразится на работе ТТБ. При спадании  $i_{0B2}$  до нуля разомкнется ключ  $K_B$  и оба ТТ начнут работать без погрешностей (участок Ж). В общем случае работы при синусоидальном токе  $i_3$  и  $\varphi_{2A} \ll \varphi_{2B}$ , если  $1 > A_{zA} \geq A_{zB}$ , первым насыщается ТТА.

При синусоидальном токе  $i_3$ ,  $\varphi_{2A} > \varphi_{2B}$  и  $A_{zA} \ll A_{zB}$  насыщается только ТТА. При  $\varphi_{2A} > \varphi_{2B}$ ,  $A_{zA} \ll A_{zB} < 1$  первым насыщается ТТА, при  $1 > A_{zA} \geq A_{zB}$  первым насыщается ТТБ.

В частном случае, когда ТТ ступеней А и Б имеют одинаковые магнитопроводы, одинаковые индукции насыщения и число витков вторичной обмотки ТТА равно числу витков первичной обмотки ТТБ ( $\omega_{2A} = \omega_{1B}$ ), всегда  $A_{zA} < A_{zB}$ . В данном частном случае при  $\varphi_{2A} \geq \varphi_{2B}$  всегда будет насыщаться только один ТТА. Поэтому погрешно-

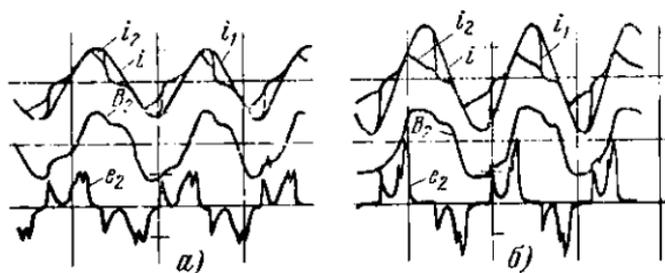


Рис. 4-27. Осциллограммы, снятые при испытании физической модели КТТ.

а —  $\varphi_{2A} = 0$ ,  $\varphi_{2B} = 45^\circ$ ,  $f_F = -40\%$ ; б —  $\varphi_{2A} = 0^\circ$ ,  $\varphi_{2B} = 67^\circ$ ,  $f_F = -63\%$ .

сти КТТ могут быть определены по величинам  $A_{zA}$  и  $\varphi_{12}$  при помощи универсальных характеристик погрешностей, построенных для одиночного ТТ с ПХН.

На рис. 4-27 приведены осциллограммы, снятые на физической модели КТТ. Обе осциллограммы иллюстрируют те соотношения углов, когда ТТБ либо будет насыщаться первым, либо совсем не будет насыщаться.



они находятся в плоскости  $I$ . Принято, что провод с первичным током всегда находится в плоскости  $II$ , перпендикулярной плоскости  $I$ . Расстояние  $l_d$  равно кратчайшему расстоянию между центром МТТ и проводом, т. е. расстоянию между центром МТТ и центром провода в плоскости  $I$ . Угол  $\alpha$  равен углу между осью  $x-x$  и линией  $OO_1$  в плоскости  $I$ . Угол  $\beta$  равен углу между проводом и линией пересечения плоскостей  $I$  и  $II$ .

Значения погрешностей МТТ и других режимных параметров как функций  $l_d$ ,  $\alpha$  и  $\beta$  в сильной степени зависят от того, где находится центр МТТ и как направлены оси симметрии. Далее принято, что центр МТТ находится в геометрическом центре обмотки, который не всегда совпадает с геометрическим центром магнитопровода. Если обмотка МТТ выполнена в виде одной цилиндрической катушки (соленоида), то ось  $x-x$  совпадает с осью катушки. При этом ось  $y-y$  располагается в плоскости, перпендикулярной плоскости расположения провода. Если обмотка МТТ выполнена в виде двух цилиндрических катушек (соленоидов), то ось  $x-x$  проводится так, что любая ее точка находится на одинаковом расстоянии от осей обеих катушек, а ось  $y-y$  находится в плоскости осей обеих катушек.

Взаимная индуктивность МТТ и заданного провода может быть выражена следующим образом:

$$M_d = M_e K_l K_\alpha,$$

где  $K_l$  — коэффициент удаленности, зависящий от расстояния до провода. Принимается, что  $K_l = 1$  при  $l_d = 1$  м;  $K_\alpha$  — коэффициент ориентации, зависящий от углов ориентации. Принимается  $K_\alpha = 1$  при таких значениях углов ориентации, когда при данном  $K_l$  обеспечивается наибольшее значение  $M_d$ . Ориентация, при которой  $K_\alpha = 1$ , далее называется нормальной ориентацией;  $M_e$  — единичная взаимная индуктивность. Она равна  $M_d$  при нормальной ориентации и расстоянии  $l_d = 1$  м.

Значение  $M_e$  зависит только от конструкции МТТ, поэтому  $M_e$  является параметром типоразмера МТТ. Характеристика зависимости  $K_l$  от  $l_d$  называется характеристикой коэффициента удаленности. Она зависит только от конструкции МТТ, поэтому является характеристикой типоразмера МТТ. Характеристика зависимо-

сти  $K_\alpha$  от углов ориентации называется угловой характеристикой МТТ. Она тоже является характеристикой типоразмера МТТ.

К числу параметров и характеристик МТТ, зависящих только от конструктивных данных МТТ, относятся активное  $r_d$ , индуктивное  $x_d$  и полное  $z_d$  сопротивления МТТ при частоте 50 Гц, а также единичная характеристика х. х.  $U_{20}(I_1)$ , изображающая зависимость действующего вторичного напряжения х. х. МТТ от действующего первичного тока в условиях, когда первичный ток синусоидальный, частота его 50 Гц, МТТ установлен на расстоянии 1 м от провода с первичным током и ориентирован нормально, т. е. при  $K_l=1$  и  $K_\alpha^2=1$ .

У большинства МТТ единичная характеристика х. х. практически прямолинейна. При этом по ней может быть рассчитано напряжение х. х. МТТ при любом положении МТТ и любом действующем синусоидальном первичном токе частотой 50 Гц.

Величина  $K_e=U_{20}/I_1$  называется единичным коэффициентом преобразования и выражается в вольтах на килоампер. Это тоже параметр типоразмера МТТ.

Без учета потерь в магнитопроводе и емкости обмотки  $K_e$  прямо пропорционален  $M_e$ . При этом вторичное напряжение х. х. при синусоидальном токе с угловой частотой  $\omega$ , рад/с, для любого положения МТТ

$$U_{2x.x} = I_1 K_e K_l K_\alpha \frac{\omega}{314}.$$

Строго говоря, эта формула применима только для МТТ без магнитопровода. Но у большинства МТТ с магнитопроводами влияние потерь в магнитопроводе столь незначительно, что эта формула тоже применима.

Таким образом, для расчета  $U_{2x.x}$  при данном  $I_1$  и данном положении МТТ достаточно знать только значение единичного коэффициента преобразования и предполагать угловой характеристикой и характеристикой коэффициента удаленности.

Вторая особенность МТТ состоит в том, что у него индуктивность намагничивания обычно несоизмеримо мала по сравнению с индуктивностью рассеяния. Поэтому при расчетах режимов работы обычно используют кольцевую схему замещения (см. рис. 1-10,б), приравнивая  $L_d=L'_{вт}$ ,  $r_d=r'_{вт}$ . Потери в магнитопроводе и

емкость обмотки косвенно учитываются тем, что значения  $L_d$  и  $r_d$  определяются экспериментально на переменном токе (см. § 5-6).

Третья особенность МТТ состоит в том, что он в большей степени, чем ТТ обычного типа, чувствителен к помехам, создаваемым токами в других проводах, с которыми МТТ также имеет индуктивные связи. Эти токи называются далее мешающими токами.

В простейшем случае мешающий ток сосредоточен только в одном проводе. Мгновенное значение напряжения  $x$ . х. МТТ

$$U_{2x.x} = M_n \frac{di_1}{dt} + M_n \frac{di_n}{dt} = M_n \left( \frac{di_1}{dt} + K_n \frac{di_n}{dt} \right),$$

где  $M_n$  — индуктивность МТТ и провода с мешающим током;  $M_n$  — взаимная индуктивность МТТ и провода с измеряемым (первичным) током;  $i_1$  и  $i_n$  — мгновенные значения первичного и мешающего токов;  $K_n$  — коэффициент помехи, создаваемой мешающим током,

$$K_n = \frac{M_n}{M_n} = \frac{K_{ln} K_{an}}{K_l K_\alpha};$$

$K_l$  и  $K_{ln}$  — коэффициенты удаленности провода с первичным током и провода с мешающим током, определяемые по характеристике  $K_l(l)$  данного МТТ в зависимости от расстояний до соответствующих проводов;  $K_\alpha$  и  $K_{an}$  — коэффициенты ориентации МТТ на провод с первичным током и провод с мешающим током. Они определяются по угловой характеристике МТТ в зависимости от углов ориентации МТТ на соответствующие провода.

В трехфазной сети с глухозаземленной нулевой точкой наиболее интенсивные помехи создаются обычно токами в других фазах контролируемой линии, а также током в земле. Принято считать, что МТТ может рассматриваться как измерительный преобразователь тока одной фазы трехфазной линии лишь при условии, что коэффициенты помех от токов в других фазах данной линии и от тока в земле не превышают 0,1—0,05. В сети с изолированной или заземленной через дугогасящие реакторы нейтралью допустимо большее значение коэффициента помех от тока в земле.

Для ограничения коэффициентов помех МТТ всегда ориентируется нормально по отношению к проводу с пер-

вичным (измеряемым) током, т. е. обеспечивается  $K_\alpha = 1$ . По тем же соображениям стараются расположить МТТ как можно ближе к проводу с первичным током, чтобы обеспечить наибольшее возможное значение  $K_l$ . При этом для заданного положения провода с мешающим током значение  $K_\Pi$  зависит от вида характеристики коэффициента удаленности и особенно от вида угловой характеристики. Если формы этих характеристик таковы, что коэффициенты помех получаются больше допустимых, то применяют различные способы компенсации помех посредством специальных компенсирующих МТТ (см. § 5-2).

Вторичная мощность МТТ определяется в установившемся режиме при синусоидальном первичном токе и частоте 50 Гц

$$S_2 = 4I_1^2 S_{уд} (K_l K_\alpha)^2 \frac{z_d z_\Pi}{z_x^2},$$

где  $z_x$  — суммарное сопротивление обмотки МТТ и нагрузки, Ом;  $S_{уд}$  — удельная мощность МТТ в вольт-амперах.

В формулу для вторичной мощности МТТ следует подставлять значения всех сопротивлений, выраженные в омах, а значение первичного тока в килоамперах. При этом  $S_2$  выражается в вольт-амперах.

Удельная мощность МТТ численно равна вторичной мощности в условиях, когда  $I_1 = 1$  кА, ориентация МТТ нормальная ( $K_\alpha = 1$ ), расстояние до провода с первичным током равно 1 м ( $K_l = 1$ ), а комплексное сопротивление нагрузки равно комплексному сопротивлению обмотки МТТ; помехи от токов в других проводах равны нулю. Поэтому

$$S_{уд} = 0,25 K^2 / z_d.$$

Удельная мощность зависит только от конструктивных данных МТТ, поэтому является параметром типа-размера МТТ.

В схемах релейной защиты и автоматики МТТ обычно используются как трансреакторы.

Номинальное вторичное напряжение равно напряжению  $x \cdot x$  при номинальном первичном токе в условиях,

когда частота первичного тока равна 50 Гц, а форма кривой практически синусоидальная:

$$U_{2\text{НОМ}} = I_{1\text{НОМ}} K_c K_{\alpha\text{НОМ}} K_{I\text{НОМ}} = I_{1\text{НОМ}} K_{\text{НОМ}},$$

где  $K_{\alpha\text{НОМ}}$  и  $K_{I\text{НОМ}}$  — номинальные значения коэффициентов ориентации и удаленности.

Коэффициент  $K_{\alpha\text{НОМ}}$  всегда принимается равным 1, а значение  $K_{I\text{НОМ}}$  зависит от заданного номинального расстояния до провода с первичным током. Таким образом, у данного МТТ при заданном  $I_{1\text{НОМ}}$  номинальный коэффициент преобразования  $K_{\text{НОМ}}$  зависит от заданного номинального расстояния. Номинальная вторичная мощность МТТ при данном номинальном сопротивлении нагрузки тоже зависит от номинального расстояния, причем изменяется пропорционально  $K^2$ . Если номинальное расстояние всегда равно наименьшему допустимому расстоянию по условиям изоляции, то по мере увеличения номинального первичного напряжения номинальная мощность МТТ резко снижается.

Угловую погрешность МТТ подразделяют на основную угловую погрешность и дополнительную угловую погрешность. Основная угловая погрешность  $\delta_d$  определяется, также как и у трансреактора, без учета помех, как угол сдвига фаз между вторичным напряжением (без учета помех) и первичным током, сдвинутым по фазе в сторону опережения на угол  $90^\circ$ . При данной частоте она зависит только от соотношения параметров схемы замещения и не зависит от ориентации МТТ. При чисто активной нагрузке

$$\delta_d = -\arctg \frac{x_d}{r_d + r_n}.$$

Дополнительная угловая погрешность  $\Delta\delta_d$  равна дополнительному сдвигу фаз между первичным током и вторичным напряжением, вызванному помехой при наиболее неблагоприятной фазе помехи

$$\Delta\delta_d = \arctg U_{\text{п}}/U_c,$$

где  $U_c$  — вторичное напряжение МТТ без учета помехи;  $U_{\text{п}}$  — вторичное напряжение МТТ при наличии только помех.

Если учитывается помеха только от тока  $I_{\text{п}}$ , сосредоточенного в одном проводе, то  $U_{\text{п}}/U_c = K_{\text{п}} I_{\text{п}}/I_1$ . При  $K_{\text{п}} < 0,05$  и  $I_{\text{п}} < 2I_1$  дополнительная угловая погрешность не превышает  $6^\circ$ .

Если учитываются помехи от токов в двух других фазах, то при симметричной нагрузке линии

$$\frac{U_{II}}{U_c} = \frac{0,865 (K_{II1} - K_{II2})}{1 + 0,5 (K_{II1} + K_{II2})}.$$

В данном случае дополнительная угловая погрешность отсутствует при  $K_{II1} = K_{II2}$ .

Различают также несколько видов токовой погрешности МТТ.

Единичная токовая погрешность рассчитывается по формуле, %:

$$f_{д.е} = \left( \frac{U_{2e}}{K_{е.ном} I_1} - 1 \right) 100,$$

где  $K_{е.ном}$  — заданный поставщиком номинальный единичный коэффициент преобразования;  $U_{2e}$  — действующее напряжение х. х. при действующем синусоидальном первичном токе  $I_1$  с частотой 50 Гц в условиях, когда  $K_{\alpha} = 1 = K_l$ , а помехи практически исключены.

Основная токовая погрешность, %,

$$f_{до} = \left( \frac{U_2}{K_{0ном} I_1} - 1 \right) 100,$$

где  $U_2$  — вторичное напряжение, измеренное на месте установки при синусоидальном первичном токе с частотой 50 Гц с действующим значением  $I_1$ .

Если  $K_0 = K_{0н}$ , то основная токовая погрешность определяется только соотношением параметров схемы замещения

$$f_{до} = \left( \frac{z_{II}}{z_{II}} - 1 \right) 100.$$

Дополнительная токовая погрешность из-за помех рассчитывается в соответствии со следующей формулой:

$$\Delta f_{д} = \left( \frac{| \dot{U}_c + \dot{U}_{II} |}{U_c} - 1 \right) 100.$$

Если помеха создается током в одном проводе, то вызванная ею дополнительная погрешность не превышает  $100 K_{II} I_{II} / I_1$ .

Динамические погрешности МТТ рассчитываются так же, как и динамические погрешности трансреактора (см. гл. 2), и при данном первичном токе зависят только от соотношения параметров схемы замещения.

## 5-2. СОЛЕНОИДНЫЕ МТТ

На рис. 5-2 показан соленоидный МТТ со стержневым магнитопроводом. Магнитопровод длиной  $l_\phi$  и поперечным сечением  $q_\phi$  выполнен из листовой трансформаторной стали. На середине магнитопровода укреплен

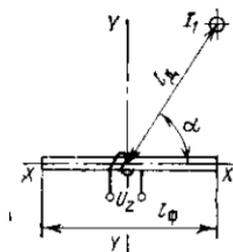


Рис. 5-2. Магнитный ТТ соленоидного типа.

соленоид (число витков соленоида  $\omega_d$ , площадь витка  $q_c$ ). Ось симметрии МТТ находится в плоскости чертежа. Провод с первичным током  $I_1$  расположен перпендикулярно чертежу ( $\beta = 90^\circ$ ). Угол ориентации  $\alpha$  отсчитывается, как показано на рисунке.

Предположим сначала, что магнитопровода нет, а габариты соленоида значительно меньше расстояния до провода с первичным током. Тогда магнитное поле в зоне расположения МТТ можно считать плоскопараллельным.

При этом мгновенная напряженность магнитного поля, обусловленная первичным током,  $A/m$ ,

$$H_t = \frac{i_1}{2\pi l_d},$$

мгновенная индукция,  $T$ ,

$$B_t = H_t \mu_0 = 2 \frac{i_1}{l_d} 10^{-7},$$

где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  — магнитная постоянная,  $G/m$ .

Линии магнитной индукции пересекают ось  $X-X$  под углом  $90^\circ - \alpha$ , поэтому потокосцепление МТТ

$$\Psi_c = K_c B_t q_c \omega_d \sin \alpha = 2K_c i_1 \frac{q_c}{l_d} \omega_d \sin \alpha \cdot 10^{-7} = M_d i_1,$$

где  $K_c \leq 1$  — конструктивный коэффициент.

Отсюда следует, что единичная взаимная индуктивность,  $G$ ,

$$M_e = 2K_c q_c \omega_d 10^{-7}.$$

Поэтому нормальная ориентация соответствует  $\alpha = 90^\circ$ . Расстояние до провода с первичным током при нормальной ориентации далее обозначается  $h_d$ .

Единичный коэффициент преобразования при частоте 50 Гц,  $V/kA$ :

$$K_e = 2\pi f M_e = 2\pi K_c q_c \omega_d 10^{-2}.$$

Удельная мощность при частоте 50 Гц, В·А(кА)<sup>2</sup>:

$$S_{уд} = 0,25 \frac{K_c^2}{z_d} = \pi^2 K_c^2 q_c^2 \omega_d^2 \frac{1}{z_d} 10^{-4},$$

где  $z_d$  — полное сопротивление МТТ при частоте 50 Гц.

При нормальной ориентации и частоте 50 Гц коэффициент преобразования МТТ, В/кА,

$$K_0 = 2\pi K_c \frac{q_c}{h_d} \omega_d 10^{-2},$$

а вторичная мощность, В·А,

$$S_2 = 4S_{уд} \frac{I_1^2}{h_d^2} \frac{z_{11} z_d}{z^2_{22}}.$$

Таким образом, чтобы при изменении  $h_d$  и прочих равных условиях сохранить неизменным  $K_0$ , следует пропорционально  $h_d$  увеличивать либо сечение, либо число витков. Следует отметить, что у МТТ заданных габаритов при изменении числа витков сопротивление меняется приблизительно пропорционально квадрату  $\omega_d$ , а отношение  $\omega_d^2/z_d$  почти не зависит от числа витков. Поэтому изменение числа витков хотя и отражается на коэффициенте преобразования, но почти не влияет на удельную мощность.

Изменение сечения вызывает приблизительно пропорциональное изменение  $z_d$ . При этом пропорционально меняются и коэффициент преобразования, и удельная мощность.

При  $h_d \geq 1$  м приемлемую для практики вторичную мощность МТТ можно получить только при достаточно большом сечении  $q_c$ . Поэтому МТТ без магнитопровода приходится выполнять в виде проволочной рамки со сторонами в 1 м и более.

Если теперь вставить стальной магнитопровод, как показано на рисунке, то магнитное поле окажется таким образом, что потокосцепление соленоида при данном токе увеличится. Если длина магнитопровода велика по сравнению с сечением соленоида, то потокосцепление оказывается пропорциональным не сечению соленоида, а квадрату длины магнитопровода. Соответственно изменяется и  $K_c$ .

У такого МТТ значение  $K_c$  почти не зависит от сечения магнитопровода  $q_{\phi}$ , и наименьшее допустимое сечение магнитопровода выбирают по условию исключе-

ния насыщения при наибольшем расчетном первичном токе.

Был испытан МТТ, имеющий  $\omega_d=6000$ ,  $l_\phi=0,6$  м. У него при частоте 50 Гц оказался  $K_e=13$  В/кА. Полагая наибольшую допустимую амплитуду индукции равной 0,5 Т, получаем, что сечение магнитопровода, м<sup>2</sup>, должно быть:

$$q_\phi > 2 \frac{I_1}{I_d} 10^{-6}.$$

Таким образом, при  $I_1/l_d < 10$  кА/м допустимо  $q_\phi=2$  см<sup>2</sup>. Если же выполнить МТТ такого сечения без магнитопровода, то у него  $K_e$  будет уменьшен на два порядка.

Следует отметить, что у МТТ при установке магнитопровода увеличивается не только  $K_e$ , но и  $z_d$ . Поэтому удельная мощность растет не пропорционально  $K_e^2 (l_\phi^4)$ , а в меньшей степени, но все же весьма значительно.

Если габариты МТТ малы по сравнению с расстоянием до провода с первичным током, то характер зависимости потокосцепления от  $l_d$  и  $\alpha$  у МТТ с магнитопроводом остается практически таким же, как и у МТТ без магнитопроводов. Поэтому в обоих случаях  $K_l=1/l_d$ , а  $K_\alpha=\sin \alpha$ . Отсюда следует, что при нормальной ориентации МТТ относительно провода с измеряемым током коэффициент помехи от тока в другом проводе

$$K_n = \frac{l_d}{l_n} \sin \alpha_n,$$

где  $l_n$  — расстояние до провода с мешающим током;  $\alpha_n$  — угол ориентации на провод с мешающим током.

При этом предполагается, что провод с мешающим током расположен параллельно проводу с измеряемым током, т. е. тоже направлен перпендикулярно плоскости МТТ.

Один из способов получения  $K_n=0$  состоит в том, что МТТ так ориентируют по отношению к проводу с мешающим током, чтобы получить угол  $\alpha_n=0$ . По такому способу иногда удается устранить помехи и от токов в нескольких проводах. Например, если провода трехфазной линии располагаются по углам треугольника, то всегда можно найти такое положение МТТ (рис. 5-3), когда он будет ориентирован по отношению к проводу

с первичным током нормально, а два других фазных провода будут находиться на оси МТТ, т. е. под углами  $90^\circ$ . Правда, при этом потребуется некоторое увеличение расстояния между проводами, поскольку МТТ заземлен.

На рис. 5-4 показано типовое расположение соленоидных МТТ при измерении фазных токов трехфазной линии с горизонтальным расположением фазных проводов. Магнитный ТТ ДА служит для измерения тока фазы А, МТТ ДВ — для измерения тока фазы В, МТТ ДС — для измерения тока фазы С.

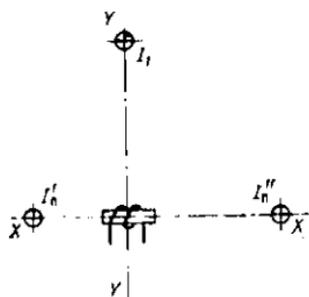


Рис. 5-3. Расположение соленоидного МТТ, при котором помехи отсутствуют.

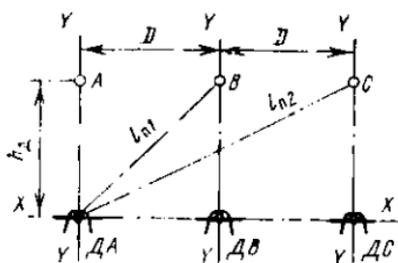


Рис. 5-4. Расположение соленоидных МТТ при контроле фазных токов линии с горизонтальным расположением проводов.

Ориентация МТТ нормальная. Расстояния между проводами равны  $D$  и зависят от номинального напряжения линии. Расстояния между МТТ и проводами с измеряемыми токами равны  $h_{д}$ .

В данном случае коэффициент помехи от тока в соседнем фазном проводе у любого МТТ

$$K_{п1} = \frac{1}{1 + (D/h_{д})^2}.$$

Коэффициент помехи от тока в дальнем фазном проводе

$$K_{п2} = \frac{1}{1 + 4 \cdot (D/h_{д})^2}.$$

При данном уровне напряжения размер  $D$  задан, а минимальное допустимое значение  $h_{д}$  зависит от класса изоляции между МТТ и фазным проводом. Если МТТ

отделен от провода воздушным промежутком, то при любом номинальном напряжении линии наибольшее возможное значение  $D/h_d=1,5-2,0$ . При этом получается  $K_{п.з}=0,2-0,3$ , что в большинстве случаев недопустимо.

В данном случае при расчете коэффициента помехи от тока в земле предполагается, что ток в земле сосредоточен в воображаемом проводе, проложенном под поверхностью земли параллельно проводу с измеряемым током, и перескакивает плоскость МТТ в точке, лежащей на оси  $X-X$ . Поэтому угол ориентации МТТ равен  $-90^\circ$ , а коэффициент ориентации равен  $-1$ . Отсюда

$$K_{п.з}=h_d/l_3.$$

Расстояние до провода с током в земле  $l_3$  значительно меньше  $20h_d$ . Поэтому коэффициент помехи значительно больше допустимого значения 0,05.

Для снижения  $K_{п.з}$  выгоднее располагать МТТ не под фазными проводами, а над ними. Но и при таком расположении МТТ трудно обеспечить  $K_{п.з}<0,3$ . Для снижения коэффициента помех от токов в других проводах было предложено монтировать МТТ в головке опорного изолятора, поддерживающего провод с измеряемым током [9].

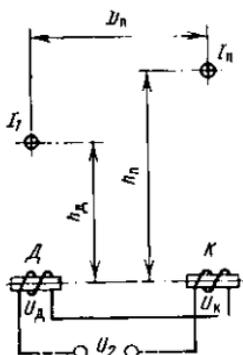


Рис. 5-5. Компенсация помехи в соленоидном МТТД при помощи компенсирующего МТТК.

В данном случае МТТ отделен от провода тонким слоем фарфора, благодаря чему  $D/h_{п.з} \geq 7$ , а коэффициент помехи от тока в соседнем фазном проводе  $K_{п.з} \leq 0,02$ .

Расположение МТТ в головке опорного изолятора целесообразно при номинальном напряжении не выше 35 кВ. При более высоком напряжении требуется дорогостоящий опорный изолятор специальной конструкции (полый и несоставной).

Принципиально иной способ снижения  $K_{п.з}$  до нуля основан на компенсации э. д. с. помех при помощи других МТТ. Этот способ поясняется на простейшем примере, когда помеху создает ток только в одном проводе (рис. 5-5). В данном случае, кроме основного МТТ  $D$ , используется еще компенсирующий МТТ  $K$ . Магнитный трансформатор тока  $D$  ориентирован нормально по отношению к проводу с измеряемым током  $I_1$ , а МТТ  $K$  нормально по отношению к проводу с мешающим током  $I_2$ .

При синусоидальных токах и х. х. обоях МТТ напряжения этих МТТ

$$\dot{U}_d = jK_{e.d} \left( I_1 \frac{1}{h_d} + I_{II} \frac{h_{II}}{h_{II}^2 + D^2} \right);$$

$$\dot{U}_k = jK_{e.k} \left( I_{II} \frac{1}{h_{II}} + I_1 \frac{h_d}{h_d^2 + D^2} \right).$$

Здесь  $K_{e.d}$  и  $K_{e.k}$  — единичные коэффициенты преобразования. Обмотки обоях МТТ соединены встречно-последовательно, таким образом, что

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_d - \dot{U}_k.$$

Для того чтобы исключить помеху, коэффициент преобразования компенсационного МТТ следует выбрать по условию

$$K_{e.k} = K_{e.d} \frac{1}{1 + (D/h_{II})^2}.$$

При этом

$$U_{2x.x} = I_1 \frac{K_{e.d}}{h_d} \left( 1 - \frac{1}{(1 + (D/h_d)^2) (1 + (D/h_{II})^2)} \right).$$

В принципе такой способ компенсации помехи применим при любом числе проводов с мешающими токами, но при большом числе проводов он неудобен тем, что для каждого провода требуется отдельный компенсационный МТТ [21].

### 5-3. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ МТТ

Дифференциальные МТТ позволяют получать меньшие, чем у соленоидных МТТ, коэффициенты помех при соизмеримых расстояниях до провода с измеряемым током и до провода с мешающим током. Но у дифференциальных МТТ мощность, отнесенная к единице массы, меньше, чем у соленоидных МТТ.

К числу первых дифференциальных МТТ относится МТТ типа ТВМ [10, 11, 13, 14]. На рис. 5-6 изображен МТТ типа ТВМ, выпускаемый РОЗ Латвэнерго для релейной защиты элементов электрических сетей напряжением 35—220 кВ [31]. Магнитопровод изготовлен из листовой трансформаторной стали в форме перевернутой буквы П. Обмотка состоит из двух секций в виде одинаковых катушек А и В, укрепленных на полюсах магнитопровода. Центр ТВМ находится в точке  $\theta$  на пересечении оси симметрии  $x-x$  и прямой, соединяющей центры катушек. Располагается он в пло-

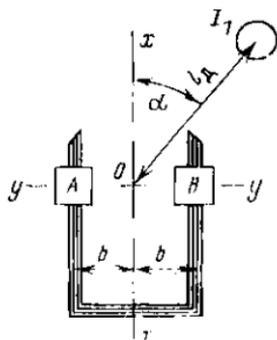


Рис. 5-6. Магнитный ТТ типа ТВМ.

скости, перпендикулярной проводу с измеряемым током  $I_1$ , на расстоянии  $l_d$  от провода. Угол ориентации отсчитывается от оси симметрии, как показано на рисунке. Нормальная ориентация соответствует  $\alpha=0$ .

Секции обмотки соединены последовательно, так что напряжение на выходе ТВМ равно геометрической сумме напряжений  $U_A$  и  $U_B$  отдельных секций. При нормальной ориентации напряжения обеих секций одинаковы и по модулю, и по фазе (без учета помех). Поэтому

$$\dot{U}_2 = 2\dot{U}_A = 2\dot{U}_B = \dot{U}_2(0).$$

Если ТВМ поворачивать вокруг центра против часовой стрелки, то при неизменном расстоянии  $l_d$  положения катушек  $A$  и  $B$  относительно провода с первичным током изменяются неодинаково. Катушка  $A$  сначала отдалается от провода, но при этом ее угол ориентации относительно провода меняется таким образом, что при неизменном  $I_1$  напряжение  $U_A$  сначала даже увеличивается (рис. 5-7), а затем постепенно снижается до нуля, не меняя фазу почти до  $\alpha=180^\circ$ .

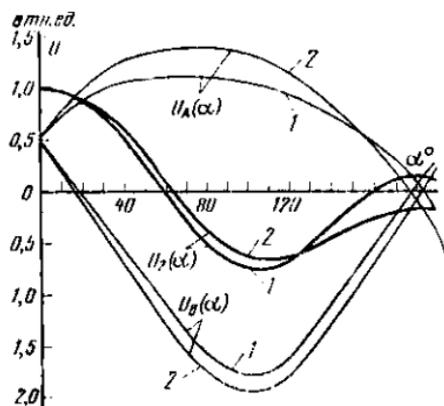


Рис. 5-7. Изменения напряжений ТВМ при вращении ТВМ вокруг его центра.

1 — расстояние 1 м; 2 — расстояние 1,6 м.

$U_B$  быстро снижается до нуля (при  $\alpha \approx 17^\circ$ ), затем начинает возрастать, находясь уже в противофазе по отношению к  $U_2(0)$ . На рисунке изменение фазы напряжения на  $180^\circ$  отображается изменением знака этого напряжения. Таким образом, при изменении  $\alpha$  от 0 примерно до  $17^\circ$  напряжение на выходе ТВМ равно арифметической сумме напряжений обеих секций, а при  $\alpha$  примерно от  $17^\circ$  и почти до  $180^\circ$  напряжение на выходе ТВМ равно арифметической разности напряжений обеих секций.

На рисунке напряжения  $U_A$ ,  $U_B$  и  $U_2$  выражены в долях напряжения  $U_2(0)$ . При этом характеристика

$U_2(\alpha)$  является одновременно и угловой характеристикой ТВМ. Существенное отличие угловой характеристики ТВМ от угловой характеристики соленоидного МТТ состоит, во-первых, в том, что у ТВМ коэффициент ориентации снижается до нуля при повороте относительно нормальной ориентации на угол  $\alpha_0$ , значительно меньший  $90^\circ$ . Благодаря этому при горизонтальном расположении проводов коэффициенты помех  $K_{п1}$  и  $K_{п2}$  получаются значительно меньшими, чем у соленоидного МТТ. Во-вторых, при  $\alpha=180^\circ$  коэффициент ориентации  $K_\alpha (180^\circ)$  значительно меньше 1, что обеспечивает значительно меньший коэффициент помех от тока в земле  $K_{п.з}$ .

Вся угловая характеристика ТВМ не поддается простому аналитическому расчету. Однако при изменении  $\alpha$  в диапазоне  $\alpha_0 \pm 20^\circ$  угловая характеристика практически прямолинейна и коэффициент ориентации  $K_\alpha \ll \ll 0,027(\alpha_0 - \alpha)$ . Угол  $\alpha_0$  несколько возрастает при увеличении расстояния. Если его значение нельзя определить экспериментально, то для примерной оценки рекомендуются следующие эмпирические формулы:

при  $l_d < 1,3$  м

$$\alpha_0 = 58 + 13 \left(1 - \frac{1}{l_d}\right);$$

при  $l_d > 1,3$  м

$$\alpha_0 = 63 + 13 \left(0,6 - \frac{1}{l_d}\right).$$

Значение  $K_\alpha (180^\circ)$  тоже зависит от расстояния. При увеличении  $l_d$  от 1,3 м до бесконечности  $K_\alpha (180^\circ)$  постепенно возрастает в отрицательном направлении, но не более чем до  $-0,4$ .

Характеристика коэффициента удаленности ТВМ тоже не поддается простому аналитическому расчету. На рис. 5-8 приведена экспериментальная характеристика  $K_l(l_d)$  при нормальной ориентации. Следует отме-

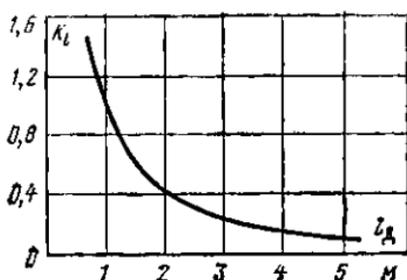


Рис. 5-8. Экспериментальная характеристика коэффициента удаленности ТВМ.

тить, что вид этой характеристики зависит от пропорций ТВМ и от половины расстояния между центрами катушек  $b$ . Данная характеристика соответствует пропорциям ТВМ по рис. 5-6 и расстоянию  $b=0,18$  м. При этом  $K_I$  изменяется приблизительно обратно пропорционально  $l^{1,5}_d$ , т. е. быстрее, чем у соленоидного МТТ. Это

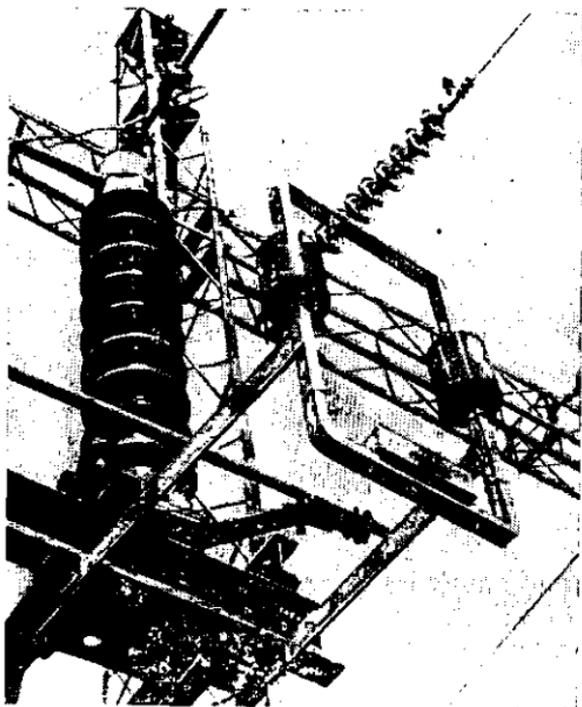


Рис. 5-9. Установка ТВМ на стойке разъединителя в ОРУ 110 кВ.

также способствует уменьшению коэффициента помех, если расстояние до провода с мешающим током больше, чем до провода с измеряемым током.

Трансформаторы тока ТВМ монтируются, как правило, на стойке разъединителя контролируемой линии (рис. 5-9). При этом обеспечиваются нормальная ориентация относительно провода контролируемой фазы и наименьшее допустимое по условиям изоляции расстояние  $h_d$  до этого провода.

При номинальном напряжении 110 кВ  $h_d=1,2$  м, чему соответствует  $K_I=0,76$ . Расстояния между провода-

ми разных фаз равны 2 м. При этом расстояние до провода ближней фазы  $l_{п1}=2,3$  м, угол ориентации на этот провод  $\alpha_{п1}=59^\circ$ , коэффициент удаленности провода ближней фазы  $K_{п1}=0,28$ . Поскольку угловая характеристика для расстояния 2,3 м не известна, угол  $\alpha_0$  определяем по эмпирической формуле, приняв  $l_d=2,3$  м.

При этом коэффициент ориентации на провод ближней фазы  $K_{\alpha_1} < 0,18$ . Отсюда коэффициент помех от тока ближней фазы  $K_{п1} < 0,18 \frac{0,28}{0,76} < 0,066$ . Рассчитанный

аналогично коэффициент помехи от тока дальней фазы  $K_{п2} < -0,018$ . Таким образом, у ТВМ коэффициенты помех от токов ближней и дальней фаз значительно меньше, чем у соленоидного МТТ.

При расчете коэффициента помех от тока в земле принимается, что мешающий ток сосредоточен в воображаемом проводе, который находится под поверхностью земли на оси симметрии  $X-X$  на расстоянии  $l_3$  от центра ТВМ. При этом коэффициент ориентации равен  $K_{\alpha} (180^\circ)$ .

Определенный таким образом коэффициент помех от тока в земле получается тем меньшим, чем больше  $l_3$ . Если  $l_3=1,6$  м, то коэффициент удаленности  $K_{л3} = -0,54$ ,  $K_{\alpha} (180^\circ) = -0,2$ , откуда коэффициент помехи  $K_{п.з} = -0,14$ . В действительности  $l_3 > 3$  м,  $K_{л3} < 0,24$  и коэффициент помехи от тока в земле менее  $-0,07$ . По данным испытаний все перечисленные коэффициенты помех не превышают 0,05.

У серийного ТВМ с типовыми пропорциями, длиной полюса 0,6 м и числом витков в каждой катушке 6000 единичная мощность  $S_{уд} \approx 0,125$ , В·А/кА<sup>2</sup>.

Если расстояние  $h_d$  при нормальной ориентации ТВМ изменяется, то вторичная мощность ТВМ при данной нагрузке меняется пропорционально величине  $K^2_i \approx 1/h_d^{3,0}$ .

Поэтому если расстояние  $h_d$  равно минимально допустимому для данного номинального напряжения, то вторичная мощность ТВМ при данной нагрузке и данном первичном токе изменяется пропорционально  $1/U_{ном}^3$ .

Для того чтобы вторичная мощность ТВМ не зависела от номинального напряжения  $U_{ном}$ , необходимо, чтобы удельная мощность увеличивалась пропорцио-

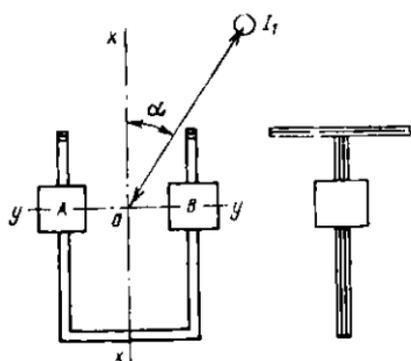


Рис. 5-10. Магнитный ТТ типа ТМВ-Н.

характеристики (для данного расстояния) будут зависеть от номинального напряжения: чем выше номинальное напряжение, т. е. чем больше размеры ТМВ, тем положение будет идти характеристика коэффициента удаленности и тем больше будет получаться угол  $\alpha_0$  для заданного расстояния.

На рис. 5-10 изображен дифференциальный МГТ типа ТМВ-Н [12]. Он отличается от ТМВ тем, что полюсы магнитопровода снабжены наконечниками, расположенными параллельно проводу с измеряемым током при нормальной ориентации. Благодаря наконечникам у ТМВ-Н взаимная индуктивность с проводом при нормальной ориентации больше, чем у ТМВ, что обеспечивает и большую единичную мощность. Вместе с тем при  $|\alpha| > 20^\circ$  наконечники мало влияют на взаимную индуктивность ТМВ-Н и провода с током. Поэтому угловая характеристика ТМВ-Н имеет меньшую крутизну вблизи  $\alpha = \alpha_0$  и меньшее значение  $K_\alpha(180^\circ)$ , чем у ТМВ (рис. 5-11). При этом получают и меньшие коэффициенты помех. На рис. 5-12 изображен дифференциальный МГТ типа УИП. Он представляет собой систему из двух одинаковых соленоидов А и В со стержневыми магнитопроводами. Магнитопроводы расположены под углом  $2\delta$  относительно друг друга. Центры соленоидов находятся на прямой, перпендикулярной оси симметрии X—X. На пересечении этих линий находится центр УИП. Угол ориентации, как и у ТМВ, отсчитывается от оси симметрии, как показано на рисунке. Нормальной ориентации соответствует  $\alpha = 0$ . Точка пересечения осей соленоидов тоже находится на оси симметрии, но ниже цент-

нально  $U_{\text{ном}}^3$ . Для этого следует пропорционально номинальному напряжению увеличивать все размеры магнитопровода ТМВ. При этом коэффициенты помех от токов в ближней и дальней фазах (при горизонтальном расположении проводов) будут оставаться без изменения для всех номинальных напряжений, но характеристики коэффициента удаленности и угловые характе-

ра УИП на расстоянии  $l_{03}$ . Если провод с током находится в этой точке, то взаимная индуктивность любого соленоида с этим проводом равна нулю. Поэтому и взаимная индуктивность УИП с проводом тоже равна нулю независимо от схемы соединения соленоидов.

Если УИП смонтирован на стойке разъединителя контролируемой линии подобно ТВМ и нормально ориентиро-

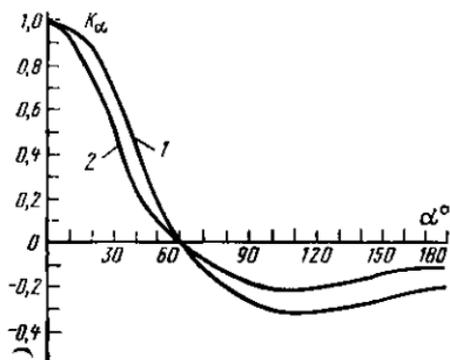


Рис. 5-11. Угловые характеристики компенсированных ТВМ (1) и ТВМ-Н (2).

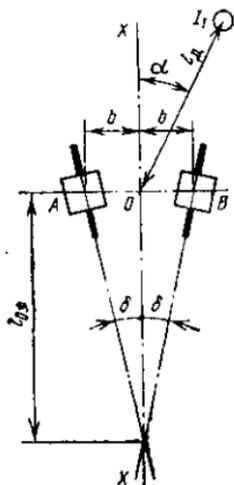


Рис. 5-12. Магнитный ТТ типа УИП.

ван на провод с измеряемым током, то воображаемый провод с мешающим током в земле находится тоже на оси симметрии, но ниже центра УИП ( $\alpha = 180^\circ$ ). При этом, выбирая угол  $2\delta$  таким образом, чтобы  $l_{03}$  оказалось равным  $l_3$ , можно обеспечить  $K_\alpha (180^\circ) = 0$  и исключить помеху от тока в земле. В этом состоит основное достоинство УИП по сравнению с ТВМ.

Соленоиды соединены последовательно, причем так, что при нормальной ориентации их э. д. с. одинаковы по модулю и арифметически суммируются. При этом взаимная индуктивность УИП и провода с измеряемым током (без учета искажения поля магнитопроводами)

$$M_{и} = 2 \frac{K_c}{h_d} \frac{\sin(\alpha_h + \delta)}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_h}},$$

где  $\operatorname{tg} \alpha_h = b/h_d$ .

Взаимная индуктивность УИП и провода с током в земле

$$M_3 = 2 \frac{K_c}{l_3} \frac{\sin(\alpha_3 - \delta)}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_3}},$$

где  $\operatorname{tg} \alpha_3 = b/l_3$ .

Отсюда коэффициент помех от тока в земле

$$K_{п.з} = \frac{\sin(\alpha_3 - \delta)}{\sin(\alpha_h + \delta)} \sqrt{\frac{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_h}{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_3}}.$$

Размер  $b$  выбирается значительно меньшим  $h_d$ . Если при этом расстояния  $l_3$  и  $l_{03}$  больше  $h_d$ , то

$$K_{п.з} \approx \frac{\left(\frac{l_{03}}{l_3} - 1\right) h_d}{\left(\frac{l_{03}}{h_d} + 1\right) l_3}.$$

В большинстве случаев  $l_3 > 2h_d$ , но точно оно неизвестно. При наладке УИП целесообразно устанавливать  $l_{03} = 2h_d$ . При этом если истинное значение  $l_3 \geq l_{03}$ , то коэффициент помехи от тока в земле не может быть более 0,042, что значительно меньше, чем у ТВМ.

Если провода других фаз расположены в горизонтальной плоскости, то взаимные индуктивности  $M_A$  и  $M_B$  соленоидов с проводом другой фазы неодинаковы

$$M_A = \frac{K_c}{l_A} \sin(\alpha_A + \delta);$$

$$M_B = \frac{K_c}{l_B} \sin(\alpha_B + \delta),$$

где

$$\operatorname{tg} \alpha_A = \frac{b}{l_d \cos \alpha} + \operatorname{tg} \alpha;$$

$$\operatorname{tg} \alpha_B = \frac{b}{l_d \cos \alpha} - \operatorname{tg} \alpha;$$

$$l_A = l_d \sqrt{1 + a_r^2 + 2a_r \sin \alpha};$$

$$l_B = l_d \sqrt{1 + a_r^2 - 2a_r \sin \alpha};$$

$$a_r = \frac{b}{l_d}.$$

При этом коэффициент помехи от провода ближней или дальней фазы  $K_{п} = (M_A + M_B)/M_n$ .

Рассчитанные по этим формулам коэффициенты помех довольно хорошо совпадают с данными испытаний. Если  $b=0,2h_d$ ,  $l_{03}=2h_d$ , а расстояние между фазами  $D=1,5 h_d$ , то все три коэффициента помех не превышают 0,05. При этом УИП защищен от помех со стороны токов других фаз не хуже, чем у ТВМ, а от помехи со стороны тока в земле он защищен лучше ТВМ.

#### 5-4. КОМПЕНСИРОВАННЫЙ МТТ

Компенсированный МТТ (КМТТ) представляет собой индукционный МТТ, дополненный компенсирующим конденсатором постоянной емкости  $C_k$ . На рис. 5-13 показаны три способа включения конденсатора: последовательно с нагрузкой (рис. 5-13,а), параллельно нагрузке (рис. 5-13,б) и на специальную компенсирующую обмотку (рис. 5-13,в). При помощи конденсатора оказывается возможным увеличить единичную мощность и придать МТТ свойства частотного фильтра.

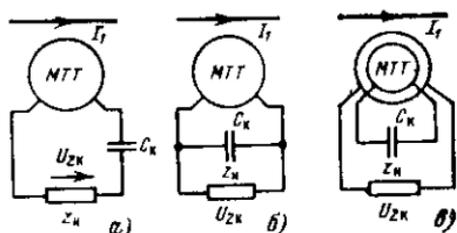


Рис. 5-13. Схемы включения компенсирующего конденсатора.

Если  $C_k$  включен последовательно с нагрузкой, то расчетная схема замещения КМТТ без учета потерь в магнитопроводе и конденсаторе соответствует рис. 5-14,а, где  $e_m$  — э. д. с. взаимной индукции, пропорциональная первой производной первичного тока.

В данном случае конденсатор не оказывает влияния на вторичное напряжение при х. х. КМТТ. Поэтому единичный коэффициент преобразования КМТТ остается таким же, как и до введения конденсатора. Благодаря конденсатору выходное сопротивление КМТТ

$$Z_{д.к} = r_d + j\omega L_d - j \frac{1}{\omega C_k}.$$

Если конденсатор выбран по условию резонанса при нормальной частоте, т. е.  $\omega_n L_d = 1/\omega_n C_k$ , то

$$Z_{д.к} = r_d + jX_d \frac{2\Delta_\omega + \Delta_\omega^2}{1 + \Delta_\omega},$$

где  $\Delta_\omega = \frac{\omega}{\omega_n} - 1$  — относительное отклонение частоты.

При этом удельная мощность КМТТ при нормальной частоте  $S_{уд} = 0,25K_e^2 l / r_d$ .

В данном случае у КМТТ удельная мощность получается в  $z_d / r_d$  раз большей, чем у некомпенсированного. У ряда МТТ отношение  $z_d / r_d \approx 10$ , во столько же раз увеличивается и удельная мощность (при условии, что потери в магнитопроводе и в конденсаторе исчезающе малы).

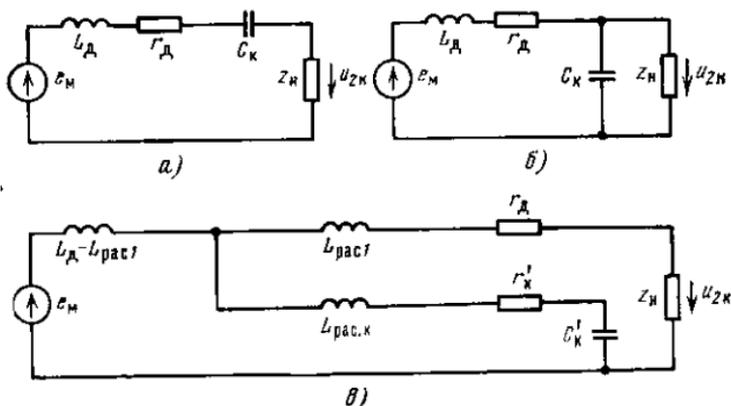


Рис. 5-14. Схема замещения компенсированного МТТ.

Вторичное напряжение рассматриваемого КМТТ при чисто активной нагрузке

$$\dot{U}_2 = j I_1 M_d \omega \frac{r_n}{r_n + Z_{д.к}} = \dot{U}_{2кр} K_{\Delta\omega},$$

где  $U_{2кр}$  — вторичное напряжение при номинальной частоте, т. е. при  $\Delta\omega = 0$ ;  $K_{\Delta\omega}$  — комплексный множитель, учитывающий отклонение частоты от номинальной.

Для  $\dot{U}_{2кр}$  и  $K_{\Delta\omega}$  справедливы следующие соотношения:

$$\dot{U}_{2кр} = j I_1 M_{д.ном} \omega r_n / r_{\Sigma};$$

$$K_{\Delta\omega} = \frac{(1 + \Delta\omega)^2}{1 + \Delta\omega + j \frac{x_d}{r_{\Sigma}} (2\Delta\omega + \Delta\omega^2)},$$

причем  $r_{\Sigma} = r_d + r_n$ .

Таким образом, у КМТТ с чисто активной нагрузкой при номинальной частоте вторичное напряжение опережает первичный ток на угол  $90^\circ$ , т. е. так же, как у не-

компенсированного МТТ при х. х., но напряжение в  $z_{\Sigma}/r_{\Sigma}$  раз больше, чем у некомпенсированного МТТ при той же нагрузке.

Если частота отличается от  $\omega_n$ , то  $K_{\Delta\omega} \neq 1$ . При этом у КМТТ имеют место частотные погрешности в установленном режиме.

Угловая частотная погрешность определяется как

$$\delta_{p\omega} = -\operatorname{arctg}\left(\frac{x_{\text{д}}}{r_{\Sigma}} \frac{2\Delta_{\omega} + \Delta_{\omega}^2}{1 + \Delta_{\omega}}\right),$$

а токовая частотная погрешность,  $\% / \%$ ,

$$f_{p\omega} = \left(\frac{1 + \Delta_{\omega}}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_{p\omega}}} - 1\right) 100.$$

При данном отклонении частоты частотные погрешности тем меньше, чем больше сопротивление нагрузки. Поэтому желательно, чтобы КМТТ работал в режиме ТР, т. е. по возможности в режиме, близком к х. х. При этом наименьшее значение  $r_{\Sigma} = 2r_{\text{д}}$  и соответствует условию получения наибольшей вторичной мощности при данном первичном токе. В этих условиях и получают наибольшие частотные погрешности рассматриваемого КМТТ:

$$\delta_{p\omega \text{ макс}} = -\operatorname{arctg}\left(\frac{x_{\text{д}}}{2r_{\text{д}}} \frac{2\Delta_{\omega} + \Delta_{\omega}^2}{1 + \Delta_{\omega}}\right);$$

$$f_{p\omega \text{ макс}} = \left(\frac{1 + \Delta_{\omega}}{\sqrt{1 + \left(\frac{x_{\text{д}}}{2r_{\text{д}}} \frac{2\Delta_{\omega} + \Delta_{\omega}^2}{1 + \Delta_{\omega}}\right)^2}} - 1\right) 100.$$

Если  $x_{\text{д}}/r_{\text{д}} \leq 10$ , то при небольшом отклонении частоты наибольшая возможная частотная угловая погрешность составляет  $\pm 5,7\%$ , а наибольшая частотная токовая погрешность составляет около 0,5% на 1% отклонения частоты.

Рассматриваемый КМТТ имеет пониженные коэффициенты преобразования для высших и низших гармоник первичного тока.

Для третьей гармоники ( $\Delta_{\omega} = \pm 2$ )

$$K_{\Delta\omega} = \frac{3}{\sqrt{1 + (x_{\text{д}}/r_{\Sigma})^2 \cdot 7}}.$$

Третья гармоника подавляется тем значительнее, чем меньше  $r_{\Sigma}$ . Если  $x_d = 10 r_d$ , то в условиях получения наибольшей вторичной мощности  $K_{\Delta\omega}$  для третьей гармоники равен 0,225, т. е. третья гармоника подавляется в 4,5 раза.

Еще лучше подавляются субгармоники. Для второй субгармоники ( $\Delta\omega = -0,5$ ) при  $x_d = 10 r_d$

$$K_{\Delta\omega} = \frac{0,5}{\sqrt{1 + \left(\frac{x_d}{r_{\Sigma}}\right)^2}} \approx 0,063.$$

Апериодические составляющие первичного тока практически не отражаются в выходном сигнале КМТТ, что весьма ценно для отстройки устройств защиты или автоматики от апериодических свободных токов, например от бросков намагничивающего тока силовых трансформаторов.

В переходном режиме после замыкания первичной цепи, если первичный ток, кроме синусоидальной составляющей основной частоты, содержит только экспоненциальные составляющие, характер переходного процесса в цепи КМТТ определяется практически только параметрами схемы замещения КМТТ [76]. Поскольку обычно  $x_d > 4 r_d$ , то при согласованной активной нагрузке ( $r_{II} = r_d$ ) суммарное активное сопротивление схемы замещения оказывается менее критического и переходный процесс в цепи КМТТ протекает практически так же, как в последовательном колебательном контуре при включении его на синусоидальное напряжение. Амплитуды вторичного тока и вторичного напряжения нарастают по экспоненциальному закону с постоянной времени

$$\tau_{\text{КМТТ}} = 2L_d/r_* = x_d/314r_d$$

(имеется в виду, что значение  $x_d$  указано для частоты 50 Гц).

При этом независимо от постоянной времени первичной цепи длительность переходного процесса в цепи КМТТ составляет, мс:

$$3\tau_{\text{КМТТ}} \approx 10 \frac{x_d}{r_d}.$$

Поскольку  $x_d < 10 r_d$ , то переходный процесс в цепи КМТТ заканчивается не позднее, чем через 100 мс после замыкания или размыкания первичной цепи.

По данным [76] действующий вторичный ток КМТТ, а при активной нагрузке и действующее вторичное напряжение нарастают тоже практически по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau_{\text{кмтт}}$ . Для ускорения переходного процесса в КМТТ с последовательно включенным конденсатором желательно выбирать активное сопротивление нагрузки как можно большим.

Если компенсирующий конденсатор включен параллельно нагрузке, то расчетная схема замещения КМТТ соответствует рис. 5-14,б: В данном случае наибольший эффект от компенсации проявляется при х. х., когда последовательно включенный  $C_K$  не влияет на вторичное напряжение. Поэтому такое включение  $C_K$  особенно целесообразно, когда КМТТ работает в режиме, близком к режиму х. х., т. е. при  $z_{\text{н}} \gg z_{\text{д.к}}$ .

Если резонансная частота равна нормальной частоте, то при нормальной частоте

$$Z_{\text{д.к}} = x_{\text{д}} \left( \frac{x_{\text{д}}}{r_{\text{д}}} - j \right);$$

$$z_{\text{д.к}} = x_{\text{д}} \sqrt{1 + \left( \frac{x_{\text{д}}}{r_{\text{д}}} \right)^2} \approx 3x_{\text{д}}.$$

Поэтому для получения режима х. х. сопротивление нагрузки должно быть значительно большим  $z_{\text{д}}$ .

При х. х. данного КМТТ выходное напряжение

$$\dot{U}_{\text{зх.х.к}} = i_1 M_{\text{д}} \omega \frac{1}{\omega C_K} \frac{1}{r_{\text{д}} + j \left( \omega L_{\text{д}} - \frac{1}{\omega C_K} \right)} = \dot{U}_{\text{зх.х.кр}} \dot{K}_{\Delta\omega}.$$

Если значение  $C_K$  выбрано по условию резонанса при нормальной частоте, то напряжение х. х. при нормальной частоте

$$\dot{U}_{\text{зх.х.кр}} = i_1 M_{\text{д}} \omega_{\text{ном}} \frac{x_{\text{д}}}{r_{\text{д}}},$$

а множитель, учитывающий отклонение частоты,

$$\dot{K}_{\Delta\omega} = \frac{1}{1 + j \frac{x_{\text{д}}}{r_{\text{д}}} \frac{2\Delta\omega + \Delta\omega^2}{1 + \Delta\omega}}.$$

Таким образом, у данного КМТТ коэффициент преобразования увеличен по сравнению с некомпенсированным МТТ в  $x_{\text{д}}/r_{\text{д}}$  раз, а вторичное напряжение при х. х. совпадает по фазе с первичным током.

Частотная угловая погрешность при х. х.

$$\delta_{p\omega} = -\arctg\left(\frac{x_d}{r_d} \frac{2\Delta_\omega + \Delta_\omega^2}{1 + \Delta_\omega}\right),$$

т. е. в 2 раза больше, чем у КМТТ с последовательно включенным конденсатором в условиях наибольшей вторичной мощности. При работе под нагрузкой угловая частотная погрешность данного КМТТ меньше.

Токовая частотная погрешность при х. х., %,

$$f_{p\omega} = \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_{p\omega}}} - 1\right) \cdot 100,$$

т. е. также больше, чем у КМТТ с последовательно включенным конденсатором.

С уменьшением сопротивления нагрузки (активного) частотные погрешности уменьшаются.

Удельная мощность данного КМТТ

$$S_{уд} = 0,25 \frac{K^2 e x_d^2}{r_d^2 z_{дк}}.$$

Обе рассмотренные схемы КМТТ в отношении кратности увеличения удельной мощности практически равноценны. Вторую схему целесообразно применять в тех случаях, когда КМТТ работает в режиме, близком к х. х., поскольку при этом обеспечивается увеличение коэффициента преобразования. Первую схему целесообразно применять во всех остальных случаях.

Если конденсатор включен на отдельную (компенсационную) обмотку МТТ, то расчетная схема замещения соответствует рис. 5-14, в. В ней  $L_{рас.к}$  — индуктивность рассеяния основной обмотки МТТ по отношению к компенсационной обмотке;  $L'_{рас.к}$  — приведенная индуктивность рассеяния компенсационной обмотки по отношению к основной;  $r'_к$  и  $C'_к$  — приведенные значения активного сопротивления компенсационной обмотки и емкости компенсационного конденсатора. В данной схеме тоже обеспечивается возможность повышения удельной мощности. Недостатком данного КМТТ является то, что при х. х. сдвиг фаз между первичным током и выходным напряжением не равен ни нулю, ни  $90^\circ$ , а зависит от параметров схемы замещения и от резонансной частоты. Поэтому данный вариант не рекомендуется и подробно не рассматривается.

## 5-5. ФИЛЬТРЫ СИММЕТРИЧНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ НА МТТ

Поскольку у МТТ целесообразно измерительную информацию о первичном токе отображать при помощи вторичного (выходного) напряжения (а не тока), то фильтры симметричных составляющих тока на МТТ целесообразно строить на основе схем фильтров симметричных составляющих напряжения.

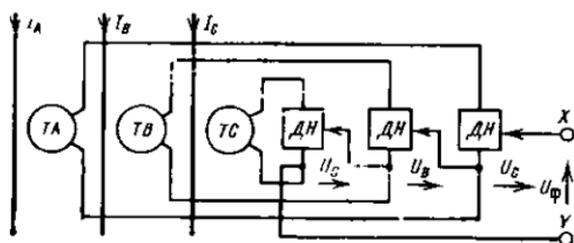


Рис. 5-15. Фильтр тока нулевой последовательности на ТМ.

На рис. 5-15 приведена схема фильтра тока нулевой последовательности ФТНП на МТТ [17]. ФТНП состоит из трех одинаковых МТТ: ТА, ТВ и ТС и трех делителей напряжения ДН. Выходное напряжение фильтра  $\dot{U}_\Phi$  равно сумме выходных напряжений делителей.

В установившемся режиме при синусоидальных первичных токах напряжение на выходе делителя, включенного на ТА,

$$\dot{U}_A = D_A \dot{U}_{A.x.x},$$

где  $D_A$  — комплексный коэффициент преобразования делителя;  $\dot{U}_{A.x.x}$  — напряжение на выводах ТА, если делитель отключен.

Это напряжение является функцией тока фазы А, а также функцией мешающих токов в других цепях. В большинстве случаев достаточно учитывать помехи только от токов других фаз данной линии. При этом

$$\dot{U}_A = jK_0 D_A (I_A + K_{н1} I_B + K_{н2} I_C),$$

где  $K_0$  — коэффициент преобразования ТА.

Аналогичным образом можно выразить напряжения  $\dot{U}_B$  и  $\dot{U}_C$ .

Все МТТ ориентированы нормально по отношению к проводам соответствующих фаз, а их центры распо-

ложены на одной прямой, параллельной плоскости проводов фаз  $A, B, C$ . Благодаря этому у всех МТТ коэффициенты преобразования одинаковы и равны  $K_0$ , коэффициенты помех от токов ближних фаз  $K_{п1}$  одинаковы, коэффициенты помех от токов дальних фаз  $K_{п2}$  одинаковы. При этом напряжение на выходе ФТНП

$$U_{\phi} = jK_0 [D_A (I_A + K_{п1} I_B + K_{п2} I_C) + D_B (I_B + K_{п1} (I_A + I_C)) + D_C (I_C + K_{п1} I_B + K_{п2} I_A)] = jK_0 [I_A (D_A + D_B K_{п1} + D_C K_{п2}) + I_B (D_B + K_{п1} (D_A + D_B)) + I_C (D_B + K_{п1} D_B + K_{п2} D_A)],$$

где  $D_B$  и  $D_C$  — комплексные коэффициенты преобразования делителей фаз  $B$  и  $C$ .

Коэффициенты преобразования делителей напряжения выбираются по условию

$$D_A = D_C = D_B \frac{1}{1 - \frac{K_{п1} - K_{п2}}{2 - K_{п1}}};$$

при этом

$$U_{\phi} = j3K_0 K_{н.п} I_{н.п},$$

где

$$K_{н.п} = D_B + 2D_A K_{п1}.$$

Таким образом, модуль выходного напряжения ФТНП изменяется прямо пропорционально первичному току нулевой последовательности  $I_{н.п}$ , а фаза его однозначно связана с фазой тока нулевой последовательности.

Если в схеме ФТНП используются компенсированные МТТ и активные делители напряжения, то выходное напряжение ФТНП при х. х. фильтра сдвинуто по фазе относительно тока нулевой последовательности на угол  $\pi/2$ . Если коэффициенты помех от токов дальней и ближней фаз одинаковы, то коэффициенты преобразования у всех делителей напряжения должны быть одинаковыми; поэтому делители напряжения вообще не нужны. А если делители отсутствуют, то выходное напряжение ФТНП при х. х. сдвинуто относительно тока нулевой последовательности на угол  $\pi/2$  и в случае некомпенсированных МТТ. Для компенсации МТТ в схеме ФТНП без делителей можно обойтись одним общим компенсирующим конденсатором, включенным последовательно с обмотками МТТ.

Следует отметить, что делители напряжения создают дополнительную нагрузку на МТТ. Для исключения делителей напряжения при  $K_{п1} > K_{п2}$  можно несколько повернуть  $TB$  вокруг вертикальной оси для того, чтобы за счет изменения угла ориентации  $\beta$  несколько уменьшить взаимную индуктивность  $TB$  и провода фазы  $B$  по сравнению с взаимными индуктивностями  $TA$  и  $TC$  с проводами соответствующих фаз. Или можно несколько уменьшить число витков  $TB$  в соответствии с формулой

$$\omega_B = \omega_A \left( 1 - \frac{K_{п1} - K_{п2}}{1 - K_{п3}} \right).$$

Наибольшую вторичную мощность имеет ФТНП без делителей напряжения. Выходное сопротивление ФТНП

в данном случае в 3 раза больше, чем выходное сопротивление одного МТТ, но и коэффициент преобразования по току нулевой последовательности также в 3 раза больше, чем коэффициент преобразования полного тока одной фазы у отдельного МТТ. При этом единичная мощность ФТНП, отнесенная к току нулевой последовательности, равному 1 кА, в 3 раза больше, чем единичная мощность отдельного МТТ.

На рис. 5-16 приведена схема фильтра тока обратной последовательности (ФТОП) на базе трех КМТТ и фильтра напряжения обратной последовательности (ФНОП). По классификации, приведенной в [61], данный ФНОП является фильтром второго класса группы Б. В принципе применимы и другие ФНОП. Если входное сопротивление ФНОП бесконечно велико (по сравнению с внутренними сопротивлениями МТТ), то напряжения на входах ФНОП:

$$\dot{U}_{AB}' = \dot{U}_{Ax,x} - \dot{U}_{Bx,x}; \quad \dot{U}_{BC} = \dot{U}_{Bx,x} - \dot{U}_{Cx,x}.$$

Приняв, что используются МТТ типа ТВМ, расположенные так же, как на предыдущем рисунке, и что  $\omega_A = \omega_B = \omega_C$ , можно получить:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= jK_0 [(I_A - I_B)(1 - K_{п1}) + I_C(K_{п2} - K_{п1})]; \\ \dot{U}_{BC} &= jK_0 [(I_B - I_C)(1 - K_{п1}) + I_A(K_{п1} - K_{п2})]. \end{aligned}$$

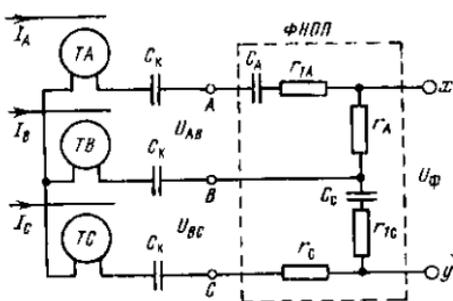


Рис. 5-16. Вариант ФТОП на трех компенсированных МТТ.

Отсюда следует, что при  $K_{n1} = K_{n2}$  входное напряжение ФНОП содержит только составляющие прямой и обратной последовательностей. Поэтому при помощи ФНОП можно выделить напряжение, пропорциональное току обратной последовательности, а при помощи фильтра напряжения прямой последовательности (ФНПП) — напряжение, пропорциональное току прямой последовательности. Если входное сопротивление ФНОП (ФТОП) конечно, то на выходе фильтра появляется напряжение небаланса тем большее, чем больше сопротивление МТТ по сравнению с сопротивлением фильтра. Поэтому для снижения небаланса фильтра желательно применять КМТТ. На МТТ могут быть построены и комбинированные фильтры симметричных составляющих тока [19, 20]. Общая теория фильтров симметричных составляющих тока на МТТ приведена в [33].

## 5-6. ИСПЫТАНИЯ МТТ

*Снятие угловой характеристики.* Угловая характеристика МТТ снимается при неизменном расстоянии  $l_d$  и неизменном действующем значении практически синусоидального первичного тока  $I_1$ . Первичный ток создается в испытательной петле  $abcd$  (рис. 5-17). Источником первичного тока служит нагрузочный трансформатор  $HT$ , а для измерения первичного тока служат амперметр  $A$  и лабораторный трансформатор тока  $TT$ . Испытательная петля выполняется из изо-

лированного провода достаточного сечения и имеет плоскую прямоугольную форму.

Участок  $ab$  испытательной петли длиной не менее 3 м моделирует провод с первичным током. Относительно этого участка и ориентируется МТТ, как это показано для МТТ типа ТВМ. Трансформатор монтируется на специальном приспособлении, позволяющем поворачивать МТТ вокруг его центра и отсчитывать угол ориентации, сохраняя при этом неизменное значение расстояния  $l_d$ . При этом центр МТТ должен все время находиться в плоскости испытательной петли на оси  $z-z$ , проходящей через середину участка  $ab$ .

Следует отметить, что форма угловой характеристики МТТ зависит от положения точки, вокруг которой производится вращение

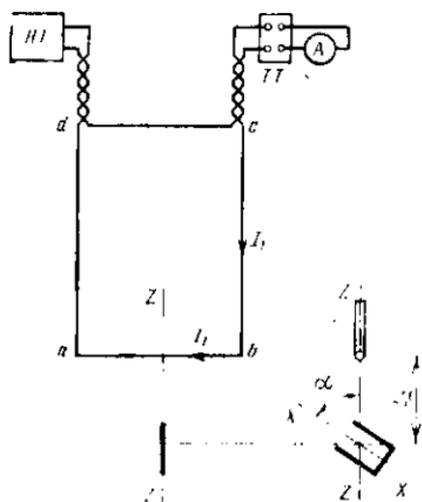


Рис. 5-17. Расположение аппаратуры при снятии угловой характеристики ТВМ.

МТТ. Если эта точка смещается в сторону полюсов ТВМ, то значения  $\alpha_0$  и  $K_\alpha$  ( $180^\circ$ ) возрастают. Поэтому при испытании необходимо обращать особое внимание на правильную установку МТТ.

Искажение формы угловой характеристики возможно и вследствие того, что центр МТТ не находится на оси  $z-z$ . Искажение формы магнитного поля или магнитные помехи также могут вызвать заметное искажение формы угловой характеристики. Поэтому испытательная петля и МТТ должны находиться вдали от стальных конструкций, железобетонной арматуры, водопроводных труб и других ферромагнитных деталей. Должно быть исключено влияние магнитных потоков рассеяния НТ и других трансформаторов, а также влияние тока на других участках испытательной петли и токов в других цепях.

Для исключения влияния первичного тока в других участках испытательной петли участки  $ad$  и  $bc$  должны изгибаться под прямым углом относительно участка  $ab$ , а длины их должны быть не менее 6 м. Нагрузочный трансформатор должен устанавливаться и присоединяться со стороны участка  $cd$  и присоединяться к петле скрученными проводами.

При испытании первичный ток поддерживают на неизменном уровне, меняют угол ориентации и для каждого значения  $\alpha$  измеряют действующий первичный ток  $I_1(\alpha)$  и действующее напряжение на вторичной обмотке МТТ  $U_2(\alpha)$ .

Значение коэффициента ориентации рассчитывается по следующей формуле:

$$K_\alpha = \frac{U_2(\alpha)}{U_2(H)} \cdot \frac{I_1(H)}{I_1(\alpha)},$$

где  $I_1(H)$  и  $U_2(H)$  — ток и напряжение при нормальной ориентации.

*Снятие характеристики удаленности МТТ.* Характеристика удаленности снимается при нормальной ориентации МТТ и неизменном действующем значении практически синусоидального первичного тока. Провод с первичным током моделируется прямолинейным участком испытательной петли так же, как при снятии угловой характеристики, но только приспособление для крепления МТТ должно обеспечивать возможность изменять и измерять расстояние  $l_d$ , сохраняя нормальную ориентацию МТТ и поддерживая положение центра МТТ на оси  $z-z$  в плоскости испытательной петли.

При испытании устанавливают различные расстояния  $l_d$  и для каждого значения  $l_d$  измеряют первичный ток  $I_1(l)$  и вторичное напряжение  $U_2(l)$ . Обязательно измеряются первичный ток  $I_1(1)$  и вторичное напряжение  $U_2(1)$  при  $l_d=1$  м.

Напряженность магнитного поля в зоне расположения МТТ зависит и от тока на участке  $ab$  петли, и от тока на участке  $cd$  петли. Без учета искажения магнитного поля магнитопроводом МТТ напряженность магнитного поля в центре МТТ на расстоянии  $l_d$  от участка  $ab$

$$H(l) = I_1 \frac{1}{2\pi} \left( \frac{1}{l_d} - \frac{1}{A+l_d} \right) = I_1 \frac{1}{2\pi} \frac{1}{l_d \left( 1 + \frac{l_d}{A} \right)},$$

где  $A$  — расстояние между участками  $ab$  и  $cd$ .

Отсюда следует, что влияние участка  $cd$  зависит от расстояния  $l_d$ , и если его не учитывать, то характеристика удаленности окажется

ся искаженной. Для учета влияния участка  $cd$  рекомендуется рассчитывать коэффициент удаленности по следующей формуле:

$$K_l = \frac{U_2(l)}{U_2(1)} \frac{I_1(1)}{I_1(l)} \left(1 + \frac{l_d}{A}\right).$$

Следует иметь в виду, что эта формула применима при условии, что расстояние  $l_d$  мало по сравнению с  $A$ , во всяком случае, не превышает 0,5 А.

Полученные описанными способами характеристики  $K_\alpha(\alpha)$  и  $K_l(l_d)$  для МТТ типа ТВМ были приведены на рис. 5-7 и 5-8.

Снятие единичной характеристики холостого хода и определение единичного коэффициента преобразования. При этих испытаниях также используется испытательная петля рис. 5-17. Магнитный трансформатор тока устанавливается на расстоянии 1 м и ориентируется нормально. На выводы вторичной обмотки включается высокоомный вольтметр действующих значений. По испытательной петле пропус-

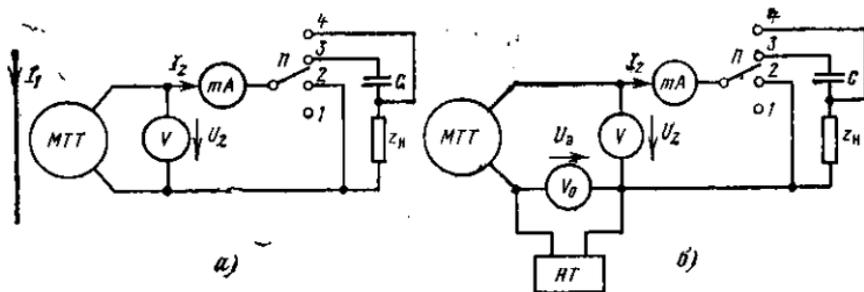


Рис. 5-18. Схема испытания МТТ.

кается практически синусоидальный ток нормальной частоты (50 Гц). При снятии единичной характеристики  $x$  устанавливаются различные значения  $I_1$  и измеряют соответствующие им значения  $U_2$ . Единичный коэффициент преобразования, выраженный в вольтах на килоампер, численно равен напряжению  $x$  в вольтах при первичном токе 1 кА.

**Измерение параметров схемы замещения МТТ.** Основными параметрами схемы замещения МТТ являются: полное сопротивление  $z_d$  при нормальной частоте, индуктивное сопротивление  $x_d$  при нормальной частоте и активное сопротивление  $r_d$  при нормальной частоте. Следует иметь в виду, что у МТТ со стальным магнитопроводом активное сопротивление  $r_d$  из-за потерь в магнитопроводе существенно отличается от сопротивления обмотки постоянному току. Например, у МТТ типа ТВМ  $r_d \approx 1,2$  кОм, тогда как сопротивление постоянному току всего лишь около 260 Ом.

Испытания предпочтительно производить по схеме, приведенной на рис. 5-18,а. Магнитный трансформатор тока ориентируется нормально по отношению к проводу с первичным током. Провод с первичным током может быть моделирован при помощи испытательной петли или иным способом. Это может быть провод с током нагрузки и т. д. Можно на магнитопровод намотать вспомогательную обмот-

ку, и по ней пропускать ток. Первичный ток во время испытания не измеряется, необходимо только обеспечить, чтобы это был практически синусоидальный ток нормальной частоты.

Во вторичную обмотку МТТ включены: вольтметр действующих значений с внутренним сопротивлением на порядок больше  $z_d$ , миллиамперметр действующих значений с внутренним сопротивлением на порядок меньше  $r_d$ , четырехпозиционный переключатель  $\Pi$ , магазин емкостей  $C$ . На схеме также показан магазин полных сопротивлений  $z_n$ , для данных испытаний он не требуется: вместо него устанавливается короткая или сопротивление магазина устанавливается равным нулю.

Параметры схемы замещения рассчитывают по данным трех опытов.

Первый опыт — опыт х. х. Переключатель установлен в положение 1. Изменяя первичный ток и расстояние  $l_d$ , устанавливают заданное напряжение  $U_2$ . Если значение  $U_2$  не задано специально, то желательно установить  $U_2$ , приблизительно соответствующее первичному току 1 кА при расстоянии 1 м и нормальной ориентации.

После того, как значение  $U_2$  установлено, оно фиксируется как  $U_{2x.x}$ .

Второй опыт — опыт к. з. Зафиксировав значение  $U_{2x.x}$ , переводят переключатель в положение 2 и фиксируют ток к. з.  $I_{2к.з}$  по миллиамперметру. Затем возвращают переключатель в положение 1 и проверяют, что  $U_{2x.x}$  осталось без изменения.

Третий опыт — резонанс напряжений. В положении переключателя 1 фиксируют значение  $U_{2x.x}$ , затем переводят переключатель в положение 3 и при  $z_n=0$  подбирают такую емкость магазина  $C=C_p$ , при которой получается наибольший вторичный ток  $I_2=I_{2p}$ . Возвращают переключатель в положение 1 и проверяют, что напряжение х. х. осталось без изменения.

По данным опытов х. х. и к. з. определяют  $z_d=U_{2x.x}/I_{2к.з}$ . По данным третьего опыта рассчитывают  $r_d=U_{2x.x}/I_{2p}$ ,  $x_d=1/\omega C_p$ . Производится проверка:  $x_d^2+r_d^2=z_d^2$ .

На рис. 5-18,б показана схема испытания при измерении параметров схемы замещения МТТ по методу вторичного напряжения. В данном случае провод с первичным током не нужен. Заданное вторичное напряжение МТТ создается при помощи нагрузочного трансформатора  $HT$ : изменяют напряжение  $U_0$  (воздействуя на  $HT$ ) таким образом, чтобы получить заданное значение  $U_2$  (в опыте х. х.  $U_0=U_2$ ). Важно при измерении  $I_2$  поддерживать значение  $U_0$  таким же, каким оно было при  $I_2=0$ . Остальные операции и расчетные формулы остаются такими же, как и при испытании с первичным током.

*Измерение коэффициента преобразования на месте установки МТТ.* По проводу контролируемой фазы пропускается практически синусоидальный ток от нагрузочного трансформатора. Чтобы практически исключить влияние обратного провода, он располагается под углом  $\alpha \approx \alpha_0$  и на расстоянии от МТТ не менее  $6l_d$ . При заданном значении первичного тока  $I_1$  измеряется вторичное напряжение х. х.  $U_{2x.x}$ . Частота первичного тока должна быть нормальной. Коэффициент рассчитывается по формуле:  $K_0=U_{2x.x}/I_1$ .

*Измерение коэффициента помехи от тока в заданном проводе на месте установки.* По заданному проводу пропускается ток от нагрузочного трансформатора  $I_{1н}$  и измеряется напряжение х. х. МТТ

$U_{2п}$ . При этом обратный провод должен располагаться под углом  $\alpha \approx \alpha_0$  и должен быть удален от МТТ на расстояние не менее шестикратного расстояния до заданного провода с мешающим током

$$K_{п} = \frac{U_{2п}}{I_{п}} \frac{1}{K_0}.$$

## ГЛАВА ШЕСТАЯ

### ДИСКРЕТНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА

#### 6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Дискретные ТТ предназначены для получения измерительной информации о первичных токах в дискретной форме при помощи тех или иных дискретных сигналов измерительной информации. Обработка этой информации должна производиться либо при помощи ЭВМ, либо при помощи измерительных реле и приборов, рассчитанных на дискретные сигналы измерительной информации (так называемых дискретных реле и дискретных измерительных приборов). Для получения в дискретной форме измерительной информации о первичных напряжениях предназначаются дискретные трансформаторы напряжения (ДТН).

При помощи ДТТ, ДТН и дискретных измерительных реле (или цифровых ЭВМ) обеспечивается возможность перехода на дискретную форму представления измерительной информации на выходах первичных измерительных преобразователей тока и напряжения в схемах релейной защиты и автоматики. В настоящее время эта информация представляется в аналоговой форме — посредством вторичных токов и вторичных напряжений. Переход на дискретную форму целесообразен по ряду соображений [35].

Во-первых, представляется возможным использовать дискретные сигналы, которые при одинаковой мощности с аналоговыми менее чувствительны к помехам, особенно к помехам промышленной частоты. В связи с этим переход на дискретные сигналы может способствовать повышению надежности релейной защиты за счет повышения ее помехоустойчивости. Во-вторых, представляется возможным использовать дискретные сигналы, малочувствительные к изменению сопротивления соединительных проводов. При этом в схемах с ДТТ отпадет необходимость жестко регламентировать сопротивления соединительных проводов, что само по себе должно дать эконо-

мический эффект за счет использования более дешевых контрольных кабелей.

В-третьих, дискретные измерительные реле тока, напряжения, сопротивления, мощности могут быть построены целиком на дискретных элементах. Такие реле, как показывает опыт конструирования, могут быть выполнены с улучшенными техническими характеристиками по сравнению с реле с аналоговыми входными сигналами: с меньшим потреблением, с меньшим разбросом параметров, с более четким срабатыванием и возвратом и т. д. В-четвертых, дискретные сигналы легче вводятся в ЭВМ и другие анализаторы информации дискретного действия. Цифровые измерительные приборы, рассчитанные на дискретные сигналы измерительной информации, могут быть более простыми и дешевыми, поскольку в них не потребуется включать индивидуальные аналого-дискретные преобразователи сигналов, как это приходится делать у цифровых приборов, рассчитанных на аналоговые сигналы.

Посредством дискретных сигналов можно отображать как мгновенные первичные токи и напряжения, так и непосредственно любые составляющие или любые интегральные параметры первичных токов и напряжений, все зависит от алгоритма функционирования ДТТ и ДТН.

Сигнал, отображающий мгновенные ток или напряжение, наиболее универсален в том смысле, что при надлежащей обработке такого сигнала можно получать информацию о любой составляющей или о любом интегральном параметре первичного тока или напряжения. Однако для получения и применения таких сигналов требуются сравнительно сложные ДТТ и измерительные реле. Частотные спектры таких сигналов настолько широки, что обычные контрольные и телефонные кабели для связи ДТТ и ДТН с панелями релейной защиты и автоматики непригодны — требуются значительно более дорогие высокочастотные кабели.

Значительно проще реализуются ДТТ, ДТН и измерительные реле, когда в дискретной форме отображаются интегральные параметры токов и напряжений или их векторных сумм. При этом в ряде случаев связь ДТТ и ДТН с панелями защиты может осуществляться посредством обычных контрольных или телефонных кабелей. Поэтому отображение в дискретной форме мгновенных первичных токов и напряжений может быть оправдано только в довольно редких случаях. При прочих же

равных условиях предпочтение должно отдаваться ДТТ и ДТН, у которых дискретные выходные сигналы отображают интегральные параметры первичных токов и напряжений.

Наиболее универсальными интегральными параметрами являются действующие установившиеся первичные токи и напряжения и фазы их. Располагая информацией об этих параметрах, можно выполнить релейную защиту, реагирующую на любой заданный вид к. з. Именно эти параметры и их комбинации контролируются при помощи измерительных устройств, питаемых от ТТ и ТН высокого напряжения. Поэтому далее рассматриваются возможности выполнения и использования дискретных измерительных трансформаторов, в частности ДТТ с дискретными сигналами, отображающими действующие установившиеся первичные токи и фазы их.

Измерительную информацию о токе можно получать в дискретной форме на выходе ОЭТТ или РЭТТ при соответствующих конструкциях электронных блоков. При этом у защитного ОЭТТ или РЭТТ, рассчитанного на большую предельную кратность первичного тока, значительно повышается номинальная мощность.

В состав ОЭТТ или РЭТТ с аналоговым выходным сигналом входит аналоговый выходной усилитель с относительно небольшой предельной мощностью — около 10—20 В·А. Мощность аналогового сигнала при заданном сопротивлении нагрузки пропорциональна  $m^2_1$ . При  $m_1$ , равной предельной кратности первичного тока ТТ, мощность выходного сигнала не может быть больше предельной мощности выходного усилителя, т. е. 10—20 В·А. При этом наибольшая возможная номинальная мощность выходного сигнала обратно пропорциональна квадрату предельной кратности ТТ. Если, например, ОЭТТ с аналоговым выходом рассчитан на предельную кратность 20, то его номинальная мощность не может быть больше  $\frac{1}{400}$  предельной мощности выходного усилителя, т. е. около 0,025—0,05 В·А.

У ОЭТТ или РЭТТ с дискретными выходными сигналами соотношение между кратностью первичного тока и мощностью выходного сигнала зависит от вида дискретного сигнала. В случае использования таких дискретных сигналов, как время-импульсные, число-импульсные, частотные и др., мощность выходного сигнала в очень малой степени зависит от кратности первичного тока. При изменении первичного тока в 20 раз мощность выходно-

го сигнала изменяется не более чем в 3—4 раза. Поэтому при предельной мощности выходного усилителя порядка 10—20 В·А можно обеспечить номинальную мощность не менее 2,5—5,0 В·А, т. е. на два порядка большую, чем у ОЭТТ с аналоговым выходным сигналом.

Наиболее просто и дешево реализуется ДТТ МЭИ [38]. Простейший вариант ДТТ МЭИ состоит из одного МТТ и выходного аналого-дискретного преобразователя (АДП) (рис. 6-1). При помощи МТТ получается аналоговый сигнал, несущий информацию о первичном токе, который воздействует на вход АДП. При этом на выходе АДП формируются дискретные сигналы ДТТ, несущие информацию о фазе и действующем значении или о других интегральных функциях первичного тока. В общем случае в состав ДТТ МЭИ входит несколько МТТ, являющихся измерительными преобразователями токов в нескольких цепях, например в трех фазах трехфазной линии. При этом дискретные сигналы ДТТ несут информацию об интегральной функции векторной суммы первичных токов, например о симметричных составляющих токов трехфазной линии.

Мощность аналогового сигнала МТТ очень мала, и такой сигнал весьма чувствителен к помехам в канале между МТТ и АДП. Для уменьшения этих помех до минимума АДП располагается в непосредственной близости от МТТ и составляет с ним одно целое — ДТТ МЭИ. Номинальное напряжение ДТТ МЭИ зависит от номинального напряжения МТТ. Далее рассматриваются ДТТ МЭИ на базе МТТ типа ТВМ на номинальное напряжение 35—220 кВ, а также принципы выполнения дискретных измерительных реле, рассчитанных на обработку информации, получаемой от этих ДТТ.

Принято, что измерению подлежит только установившийся первичный ток с действующим значением  $I_1$ , который и в установившемся и в переходном режиме является синусоидальной функцией времени. Принято, что свободный первичный ток изменяется по экспоненциальному закону. Принято, что комплексный действующий первичный ток, отображаемый выходным дискретным

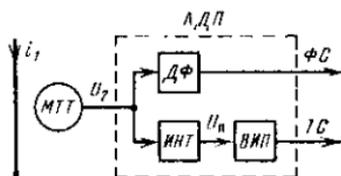


Рис. 6-1. Структурная схема время-импульсного ТТ тока (ВИТТ).

сигналом, равен  $I_{1c}$ . При этом комплексный действующий ток полной погрешности ДТТ  $I_g = I_{1c} - I_1$ .

Полная погрешность ДТТ, %,

$$\epsilon = I_g / I_1 \cdot 100.$$

Токовая погрешность ДТТ, %/о,

$$f_T = \left( \frac{I_{1c}}{I_1} - 1 \right) 100.$$

Угловая погрешность ДТТ равна углу сдвига фаз между  $I_{1c}$  и  $I_1$ .

## 6-2. ВАРИАНТЫ ДИСКРЕТНЫХ ТТ

Наиболее простым является ДТТ, выполняемый по структурной схеме, приведенной на рис. 6-1. Первичным аналоговым измерительным преобразователем тока служит магнитный трансформатор тока МТТ. Основными элементами АДП являются датчик фазы  $ДФ$ , интегратор  $ИИТ$  и время-импульсный преобразователь  $ВИП$ . С выхода  $ВИП$  снимаются время-импульсные сигналы, несущие информацию о действующем первичном токе (токовые сигналы  $ТС$ ). Поэтому этот вариант называется время-импульсным ДТТ — сокращенно ВИТТ (время-импульсный трансформатор тока). С выхода  $ДФ$  снимаются дискретные сигналы, несущие информацию о фазе тока (фазовые сигналы  $ФС$ ). Таким образом, рассматриваемый вариант является двухканальным — по одному каналу передается информация о действующем токе, по другому каналу — о фазе его.

В одноканальном варианте токовые сигналы  $ТС$  на выходе  $ВИП$  формируются таким образом, что их длительности, как и в двухканальном варианте, несут информацию о действующем токе, а передние или задние фронты своим положением на оси времени отображают фазу тока.

Принцип действия  $ВИТ$  поясняется на примере, когда первичный ток изменяется по синусоидальному закону  $i_1 = I_{1m} \sin \omega t$ .

Магнитный трансформатор тока работает в режиме дифференцирования тока. Вторичное напряжение МТТ изменяется прямо пропорционально первой производной первичного тока

$$u_2 = M_D di_1 / dt = \omega M_D I_{1m} \cos \omega t.$$

Аналого-дискретный преобразователь находится под непосредственным воздействием вторичного напряжения МТТ. На рис. 6-2 приведены графики первичного тока, вторичного напряжения и выходных сигналов двухканального ВИТТ.

На выходе датчика фазы создается прямоугольное напряжение, совпадающее по фазе с напряжением МТТ. Таким образом, фазовые сигналы представляют собой прямоугольные импульсы напряжения. Фронты этих импульсов совпадают с моментами перехода напряжения МТТ через нуль или с моментами перехода первичного тока через амплитудные значения. Положительные импульсы совпадают с положительными полупериодами напряжения МТТ, отрицательные импульсы — с отрицательными.

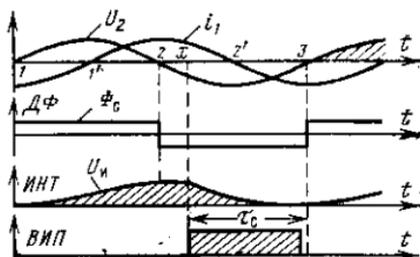


Рис. 6-2. Сигналы ВИТТ.

В данном случае рассматривается вариант ДТТ, называемый однотактным — у него выходные сигналы, несущие информацию о действующем токе, формируются один раз за период первичного тока.

Интегратор реализует операцию интегрирования напряжения МТТ в течение положительного полупериода этого напряжения. В течение положительного полупериода напряжения МТТ напряжение на выходе *ИНТ*  $U_n$  изменяется пропорционально интегралу напряжения МТТ и к началу отрицательного полупериода достигает значения

$$U_n = K_n \int_{t_1}^{t_2} u_2 dt = 2K_n M_d I_{1m} = 2\sqrt{2} K_n M_d I_1,$$

где  $t_1$  и  $t_2$  — моменты времени, соответствующие началу и концу положительного полупериода;  $K_n$  — коэффициент пропорциональности интегратора.

Таким образом, к началу отрицательного полупериода напряжение на выходе *ИНТ* прямо пропорционально амплитуде или действующему первичному току. Во время отрицательного полупериода действует *ВИП*. Он формирует время-импульсный сигнал напряжения в виде прямоугольного импульса, у которого длительность  $\tau_0$  является непосредственно функцией напряжения интегратора, а косвенно — функцией  $I_1$ . Перед началом сле-

дующего положительного полупериода производится принудительная установка на нуль напряжения  $U_n$  интегратора. Поэтому *ИНТ* каждый раз интегрирует напряжение МТТ с нуля.

Поскольку токовые сигналы формируются только во время отрицательных полупериодов, то запаздывание сигналов в переходном режиме может достигать 20 мс.

У двухтактного ДТТ токовые сигналы формируются во время каждого полупериода. При этом запаздывание выходных сигналов в переходном режиме не превышает 10 мс. Но у двухтактного ДТТ используются два интегратора — один для положительного, другой для отрицательного полупериода напряжения МТТ. Поэтому двухтактный ДТТ несколько сложнее одноктактного. Другие варианты ДТТ различаются только характеристиками токовых сигналов. Фазовые сигналы у всех вариантов ДТТ одинаковые.

Следующим по сложности является ДТТ с число-импульсными токовыми сигналами — сокращенно ЧИТТ. У него каждый токовый сигнал представляет собой последовательность из  $N_c$  импульсов, причем  $N_c$  является функцией  $I_1$ .

У ЧИТТ в состав АДП, кроме перечисленных элементов, входит еще число-импульсный преобразователь ЧИП. Он включен на выход ВИП и создает время-импульсный сигнал, у которого  $N_c$  прямо пропорционально  $t_c$ . Формирование число-импульсного сигнала происходит одновременно с формированием время-импульсного сигнала. Поэтому у ЧИТТ наибольшее возможное запаздывание выходного сигнала в переходном режиме такое же, как у ВИТТ, т. е. у одноктактного до 20 мс, у двухтактного до 10 мс.

Наиболее сложным является цифровой ДТТ — сокращенно ЦТТ. У него на выходе формируются цифровые токовые сигналы. У ЦТТ в составе АДП кроме ДФ, ИНТ, ВИП и ЧИП входит также счетчик импульсов СИ. Он включен на выход ЧИП и создает физический эквивалент числа, пропорционального  $N_c$  (рис. 6-3,а).

На рис. 6-3,б показан процесс формирования на выходе СИ двоичного числа  $C_c=1001$ , соответствующего  $N_c=9$ . Для каждого разряда этого числа предусмотрен отдельный выход СИ. Значение разряда, равное 1, отображается наличием напряжения на соответствующем выходе СИ. Значение разряда, равное 0, отображается отсутствием напряжения на соответствующем выходе СИ.

Время-импульсный сигнал на выходе *ВИП* формируется точно так же, как у *ВИТТ* во время отрицательного полупериода напряжения *МТТ*. Число-импульсный сигнал на выходе *ЧИП* формируется точно так же, как у *ЧИТТ*, практически одновременно с время-импульсным сигналом. В данном случае число-импульсный сигнал состоит из девяти импульсов. Счет импульсов в число-импульсном сигнале начинается практически одновременно с появлением сигнала. При этом на выходах *СИ* формируется двоичное число, соответствующее текущему числу импульсов.

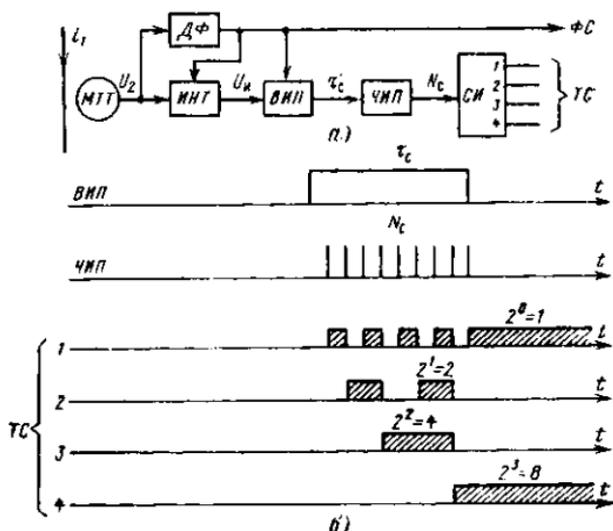


Рис. 6-3. Цифровой ТТ.

а — структурная схема; б — формирование цифрового сигнала.

Сразу после появления первого импульса ( $N_c=1$ ) *СИ* формирует двоичное число  $\mathcal{C}_c=1$ . При этом появляется импульс только на первом выходе (ось 1), на котором отображается первый разряд двоичного числа  $\mathcal{C}_c$ . После появления второго импульса *СИ* формирует  $\mathcal{C}_c=10$ . При этом напряжение появляется только на втором выходе *СИ* (ось 2), на котором отображается второй разряд числа  $\mathcal{C}_c$ . После появления третьего импульса формируется  $\mathcal{C}_c=11$  (напряжения на первом и втором выходах). После четвертого импульса формируется  $\mathcal{C}_c=100$  (напряжение только на третьем выходе — ось 3) и т. д.

После окончания число-импульсного сигнала на выходах СИ остается  $\text{Ц}_c=1001$  (напряжения на первом и четвертом выходах). Это число сохраняется примерно 10 мс, затем происходит сброс СИ на нуль и подготовка к новому счету импульсов во время следующего отрицательного полупериода напряжения МТТ. Таким образом, у одноконтурного ЦТТ первое формирование цифрового сигнала в переходном режиме тоже начинается с запаздыванием не более 20 мс. У двухконтурного ЦТТ число  $\text{Ц}_c$  формируется заново во время каждого полупериода. Аналогично действуют цифровые трансформаторы напряжения ЦТН.

### 6-3. ПРИНЦИПЫ ФОРМИРОВАНИЯ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ ДТТ

На рис. 6-4 поясняется принцип действия ИНТ и ВИП. Интегрирование напряжения МТТ производится при помощи пассивного интегратора  $rC$ . Диод 1 обеспечивает действие интегратора

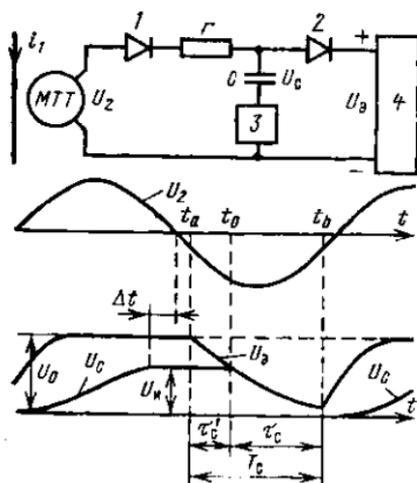


Рис. 6-4. К объяснению принципа формирования время-импульсного сигнала.

только во время положительных полупериодов напряжения МТТ. В исходном состоянии конденсатор разряжен и напряжение на нем увеличивается от нуля. Зарядка конденсатора заканчивается на  $\Delta t$  раньше, чем заканчивается положительный полупериод напряжения МТТ. Поэтому напряжение на конденсаторе  $U_c$  и в конце заряда пропорционально площади положительного импульса напряжения МТТ с некоторой погрешностью. Достаточно малое значение этой погрешности обеспечивается выбором достаточно большой постоянной времени интегратора  $rC$ . Следует отметить, что при синусоидальном напряжении МТТ и заданной частоте время  $\Delta t$  зависит только от постоянной времени интегратора и для данного интегратора остается неизменным. При этом на-

пряжение, до которого заряжается конденсатор в течение положительного полупериода,  $U_{и} = U_{2m} \sin \omega \Delta t$ .

Таким образом, в данном случае  $U_{и}$  однозначно связано с амплитудой напряжения МТТ, а значит, и с  $I_1$ . Погрешность ИНТ из-за того, что постоянная времени интегратора недостаточно велика, может возникнуть только при искажении формы кривой напряжения МТТ или при изменении частоты первичного тока.

В состав ВИП входят диод 2, нуль-индикатор 3 и источник эталонного напряжения 4. Источник 4 создает напряжение  $u_0$ , изменяющееся во времени заданным образом. Во время зарядки конденсатора  $u_0 = U_0 = \text{const}$ . Так как  $U_0 > U_{и}$ , то во время зарядки конденсатора диод 2 закрыт.

После начала отрицательного полупериода напряжения МТТ в момент  $t = t_a$  начинается понижение напряжения  $U_{и}$  по заданному закону  $u_0 = U_0 f_0(t - t_a)$ . В момент  $t = t_0$ , когда  $u_0 = U_{и}$ , открывается диод 2 и срабатывает нуль-индикатор 3. Под воздействием нуль-индикатора начинается выходной время-импульсный сигнал ВИП.

Выходной сигнал ВИП заканчивается в момент  $t_b = t_a + T_c$ , где  $T_c$  — строго фиксированный интервал времени, численно равный наибольшей возможной длительности сигнала ВИП.

Моменты  $t_a$  и  $t_b$  выбраны так, что сигнал ВИП заканчивается до начала очередного положительного полупериода. После момента  $t_b$  напряжение  $u_0$  вновь увеличивается до  $U_0$ , причем быстрее, чем увеличивается напряжение на конденсаторе интегратора.

Наибольшая длительность сигнала ВИП  $\tau_c = T_c$  соответствует верхнему пределу рабочего диапазона ДТТ  $I_{\text{макс}}$ , причем

$$I_{\text{макс}} = \frac{U_0}{2\sqrt{2} K_{\text{в}} M_{\text{д}}}$$

Таким образом, при заданных параметрах ИНТ и МТТ верхний предел рабочего диапазона определяется выбором напряжения  $U_0$ .

Нижний предел рабочего диапазона  $I_{\text{мин}}$  соответствует нулевой длительности сигнала ВИП, т. е.  $\tau_c = 0$ . При этом

$$I_{\text{мин}} = I_{\text{макс}} f_0(t_b - t_a) = I_{\text{макс}} f_0(T_c),$$

Таким образом, кратность рабочего диапазона при данном  $T_c$  зависит только от вида функции  $f_a(t-t_a)$ . От него же зависит и характер зависимости  $\tau_c$  от  $I_1$ .

У ДТТ МЭИ типа ДТТ-72 для релейной защиты

$$f_a(t-t_a) = \exp\left(-\frac{t-t_a}{\tau_a}\right),$$

где  $\tau_a = \text{const}$ .

При этом кратность рабочего диапазона

$$I_{\text{макс}}/I_{\text{мин}} = \exp(T_c/\tau_a),$$

а функциональная связь между  $\tau_c$  и  $I_1$  может быть представлена следующим образом:

$$\tau_c = \tau_a \ln \frac{I_1}{I_{\text{мин}}}.$$

При  $T_c = 9$  мс,  $\tau_a \approx 2,2$  мс кратность рабочего диапазона ДТТ около 50. Характер же зависимости  $\tau_c$  от  $I_1$  — логарифмический. При этом облегчается выполнение измерительных реле, реагирующих на произведение или отношение двух контролируемых величин.

Следует отметить, что если выходной сигнал ВИП начинать в момент  $t=t_a$  и заканчивать в момент  $t=t_0$ , то кратность рабочего диапазона останется без изменений, но  $\tau_c$  будет логарифмической функцией величины, обратной току, т. е.

$$\tau_c = \tau_a \ln \frac{I_{\text{макс}}}{I_1} = \tau'_c.$$

Для получения линейной зависимости  $\tau_c$  от  $I_1$  обеспечивается линейная зависимость  $u_a$  от  $t$  на интервале  $t_a-t_b$ .

Аналогично выполняются и дискретные трансформаторы напряжения ДТН МЭИ, но только у них целесообразно применять логарифмическую зависимость  $\tau_c$  от  $U_1^{-1}$ .

Число-импульсные сигналы ДТТ и ДТН получаются путем заполнения временных интервалов, равных  $\tau_c$ , импульсами, следующими с постоянной частотой  $f'_и$ . При этом число импульсов в сигнале с точностью до целого числа равно  $N_c = f'_и \tau_c$ . Таким образом, характер зависимости  $N_c$  от  $I_1$  определяется характером зависимости  $\tau_c$  от  $I_1$ .

В общем случае в состав ЧИП входит генератор импульсов стабильной частоты  $f'_и$  и соответствующие ключи

чи, управляемые время-импульсным сигналом. Но поскольку на одной подстанции устанавливается несколько ДТТ, целесообразно у всех ДТТ и ДТН преобразователи ЧИП питать от общего генератора импульсов. При этом в состав ЧИП входят только ключи.

Числовые эквиваленты  $\zeta_c$  на выходе ЦТТ, как уже отмечалось, пропорциональны  $N_c$ . Поэтому характер зависимости  $\zeta_c$  от  $I_1$  тоже определяется характером зависимости  $\tau_c$  от  $I_1$ .

#### 6.4. ПРИНЦИПЫ РАЗМЕЩЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ДТТ

Магнитный трансформатор тока помещается в распределительном устройстве высокого напряжения РУ (см. гл. 5). Поскольку сигналы МТТ весьма маломощные, то во избежание погрешностей ДТТ из-за помех в соединительных проводах между МТТ и АДП длина этих проводов должна быть минимальной (не свыше нескольких метров). Поэтому в ВИТТ АДП устанавливается в непосредственной близости от МТТ, т. е. в РУ. При этом время-импульсные сигналы передаются по соединительным проводам из РУ к месту нахождения панели релейной защиты или автоматики. Длина этих соединительных проводов может быть значительной (сотни метров).

У ЧИТТ и ЦТТ АДП тоже можно устанавливать в РУ и по соединительным проводам передавать к панели релейной защиты число-импульсные или цифровые сигналы. Однако по ряду соображений представляется целесообразным во всех случаях передавать по соединительным проводам из РУ к панелям защиты и автоматики время-импульсные сигналы, а преобразование этих сигналов в число-импульсные и цифровые осуществлять при помощи ЧИП и СИ, установленных вблизи панелей релейной защиты и автоматики. При этом облегчается использование общего генератора импульсов для группы ДТТ. Кроме того, в наиболее неблагоприятных атмосферных условиях (в РУ) оказывается минимальное число элементов ДТТ.

При дальнейшем изложении предполагается, что в РУ всегда устанавливается ВИТТ и всегда по соединительным проводам передаются время-импульсные сигналы. Если же требуется получать от ДТТ число-импульсные или цифровые сигналы, то необходимые преобразования

время-импульсных сигналов ВИТТ осуществляются вблизи панели релейной защиты или автоматики, где установлены дискретные измерительные реле.

### 6-5. ТОКОВАЯ ПОГРЕШНОСТЬ ВИТТ, ОБУСЛОВЛЕННАЯ ВЛИЯНИЕМ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ПРОВОДОВ

Соединительные провода вызывают токовую погрешность ВИТТ в том случае, если они вызывают искажение длительности сигналов. У сигналов, снимаемых с выхода ВИП, форма кривой напряжения практически прямоугольная (рис. 6-5). В процессе же прохождения сигналов по соединительным проводам уменьшаются их амплитуды и сглаживаются фронты сигналов. Поэтому форма сигнала на входе измерительного реле получается примерно такой, как показано на рисунке.

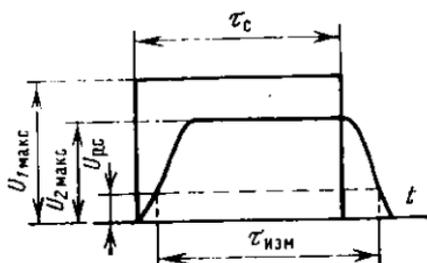


Рис. 6-5. Искажение прямоугольного сигнала.

$U_{1\text{макс}}$  — амплитуда сигнала на выходе ВИП;  $U_{2\text{макс}}$  — амплитуда сигнала на входе измерительного реле.

Чувствительность измерительного реле по напряжению сигнала конечна. Хотя реле в данном случае должно реагировать на длительность сигнала, оно начинает фиксировать длительность сигнала лишь после того, как напряжение сигнала достигнет некоторого значения  $U_{\text{р.с.}}$ , характеризующего чувствительность реле по напряжению. При этом реле фиксирует длительность сигнала, равную  $\tau_{\text{изм}}$  и более или менее значительно отличающуюся от  $\tau_c$ . Относительная токовая погрешность ВИТТ, обусловленная влиянием соединительных проводов, находится из выражения, %:

$$-f_{\text{т.пр}} = \left(1 - \frac{I_{\text{н}}}{I_1}\right) 100,$$

где  $I_1$  — первичный ток, соответствующий длительности  $\tau_c$ ;  $I_{\text{н}}$  — первичный ток, соответствующий длительности  $\tau_{\text{изм}}$ .

Если длительность сигнала является логарифмической функцией тока, то

$$\tau_c = \tau_s \ln \frac{I_1}{I_{\text{мин}}};$$

$$\tau_{\text{изм}} = \tau_s \ln \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{мин}}} = \tau_c + \Delta\tau_{\text{изм}}.$$

Отсюда

$$\Delta\tau_{\text{изм}} = \tau_s \ln \frac{I_n}{I_1}.$$

Если  $f_{\text{т.пр}}$  мала по сравнению со  $100^0/0$ , то

$$f_{\text{т.пр}} \approx \frac{\Delta\tau_{\text{изм}}}{\tau_s} 100 = \frac{\Delta\tau_{\text{изм}}}{T_c} \ln \frac{I_{\text{макс}}}{I_{\text{мин}}} 100.$$

Таким образом, относительная токовая погрешность зависит от абсолютной погрешности  $\Delta\tau_{\text{изм}}$ , с которой фиксируется длительность сигнала. А при данной  $\Delta\tau_{\text{изм}}$  она растет по мере увеличения кратности рабочего диапазона и снижается по мере увеличения максимальной длительности сигнала. Таким образом, желательно, чтобы  $T_c$  была как можно больше.

Если соединительные провода пропускают бесконечно большую полосу частот, то форма кривой напряжения сигнала не искажается: сигнал остается прямоугольным, уменьшается только его амплитуда. Если при этом  $U_{\text{р.с}}$  меньше амплитуды сигнала на входе реле, то погрешность остается равной нулю независимо от сопротивления соединительных проводов.

Если же пропускаемая соединительными проводами полоса частот конечная, то  $\Delta\tau_{\text{изм}}$  зависит от пропускаемой полосы частот, а также от амплитуды сигнала на входе реле и от чувствительности реле. При прочих равных условиях уменьшение полосы частот, пропускаемых соединительными проводами, сопровождается увеличением погрешности. Поэтому по условию ограничения токовой погрешности полоса частот, пропускаемая соединительными проводами, не должна быть ниже определенного значения. Практически ограничивается снизу верхняя граница полосы пропускания. Если наибольшая погрешность  $f_{\text{т.пр}}$  задана и задана кратность рабочего диапазона ДТТ, то наименьшая допустимая верхняя граница полосы пропускания соединительных проводов растет обратно пропорционально  $T_c$ . Если, например, при  $T_c = 0,009$  с допустимо применять соединительные провода с верхней границей полосы пропускания порядка 10 кГц (жилы телефонных кабелей), то при снижении  $T_c$  до 0,001 с верхняя граница полосы пропускания соединительных проводов должна быть увеличена до 90 кГц. При этом потребуется применять специальные высокочастотные кабели.

Поскольку у ЧИТТ и ЦТТ по соединительным проводам передаются время-импульсные сигналы, то все сказанное в равной степени относится к ЧИТТ и ЦТТ.

## 6-6. ПОГРЕШНОСТЬ ДИСКРЕТНОСТИ ЧИТТ И ЦТТ

В процессе формирования число-импульсного сигнала происходит дискретизация временного интервала  $\tau_c$  и возникает погрешность дискретности. Она вызвана тем, что одному и тому же значению  $N_c$  или  $\zeta_c$  соответствует любое значение тока в пределах

$$I_{\text{изм}} \pm \Delta I_{\text{д}},$$

где  $I_{\text{изм}}$  — значение первичного тока, которое соответствует данному числу  $N_c$  или  $\zeta_c$ ;  $\Delta I_{\text{д}}$  — наибольшая абсолютная погрешность дискретности, определяемая в предположении, что все другие погрешности равны нулю.

Значение  $I_{\text{изм}}$  определяется из выражения

$$N_c = f_n \tau_c \ln \frac{I_{\text{изм}}}{I_{\text{мин}}}$$

при условии, что  $N_c$  — целое число.

Абсолютная наибольшая погрешность дискретности равна изменению  $I_{\text{изм}}$ , при котором  $N_c$  увеличивается на единицу.

Поэтому

$$N_c + 1 = f_n \tau_c \ln \frac{I_{\text{изм}} + \Delta I_{\text{д}}}{I_{\text{мин}}}$$

Отсюда при  $\Delta I_{\text{д}} \ll I_{\text{изм}}$  относительная токовая погрешность дискретности

$$f_{\text{т.д}} = \frac{\Delta I_{\text{д}}}{I_{\text{изм}}} 100 \approx \frac{1}{f_n \tau_c} 100.$$

Таким образом, увеличивая частоту  $f_n$ , можно снизить погрешность дискретности до сколь угодно малого значения.

## 6-7. ДИНАМИЧЕСКАЯ ПОГРЕШНОСТЬ ВИТТ

Динамическая погрешность ВИТТ определяется в переходном режиме к. з. в первичной цепи. Принято, что к. з. начинается в момент  $t=0$  при нулевых начальных условиях. При этом закон изменения первичного тока

$$i_1 = I_{1m} (\sin(\omega t - \alpha_1) - \sin \alpha_1 \exp(-t/\tau_1)).$$

Принято, что все статические погрешности ДТТ равны нулю, т. е. в установившемся режиме, наступающем с течением времени, ВИТТ работает без погрешностей.

В установившемся режиме первичный ток синусоидальный, вторичное напряжение МТТ синусоидальное, площадь каждого полупериода вторичного напряжения  $S_y$ , фиксируемая интегратором, прямо пропорциональная действующему первичному току, т. е. действующему измеряемому установившемуся току  $I_{1и}$ :

$$S_y = K_M I_{1и},$$

где  $K_M$  — постоянный коэффициент пропорциональности, принимаемый при градуировке ДТТ (предполагается, что градуировка ДТТ производится в установившемся режиме при синусоидальном первичном токе).

В установившемся режиме моменты перехода вторичного напряжения через нуль отображают фазу измеряемого тока. Они сдвинуты относительно моментов перехода через нуль установившегося первичного тока в сторону опережения на постоянный интервал времени  $\Delta t_\varphi$ . Принято, что МТТ работает в режиме идеального дифференцирующего преобразователя, т. е.  $\Delta t_\varphi = 0,25T$ . При этом угловая погрешность ДТТ равна нулю.

В переходном режиме динамическая угловая погрешность возникает из-за того, что  $\Delta t_\varphi$  отличается на  $\Delta t_1$  от значения, которое он имеет в установившемся режиме. При этом динамическая угловая погрешность  $\delta_d$  равна интервалу  $\Delta t_1$ , выраженному в угловой мере.

Токовая динамическая погрешность в переходном режиме возникает из-за того, что площадь  $S_n$  полупериода вторичного напряжения при данном значении  $I_{1и}$  отличается от  $S_y$ . Действующий измеряемый установившийся ток, отображаемый сигналом ДТТ в переходном режиме,  $I_{1с} = S_n / K_M$ .

Токовая динамическая погрешность  $f_d$  может быть выражена следующим образом, %:

$$f_d = \left( \frac{S_n}{S_y} - 1 \right) 100.$$

Динамические погрешности ДТТ зависят от момента включения к. з., т. е. от начальной фазы  $\alpha_1$ . Наиболее

типичны случаи, когда значение  $\alpha_1$  равно  $-90^\circ$ ,  $+90^\circ$ ,  $0^\circ$  и  $180^\circ$ . Далее рассматриваются именно эти случаи.

Если  $\alpha_1=0^\circ$ , то включение происходит в момент времени, когда установившийся ток проходит через нуль с положительной производной. Свободный первичный ток не возникает — в первичной цепи сразу наступает установившийся режим. В данном случае для оценки динамических погрешностей одноконтурного ДТТ можно воспользоваться рис. 6-2, приняв, что момент  $t=0$  соответствует точке  $I'$  (когда  $i_1$  переходит через нуль с положительной производной). Поэтому после включения сразу начинает действовать ИНТ. Первый сигнал на выходе ВИП начинается примерно через четверть периода (5 мс) после начала к. з., но поскольку к этому времени ИНТ успевает проработать только половину положенного времени, то первые сигналы ВИП и ЧИП отображают  $I_1$  с динамической погрешностью — 50%. Первый сигнал одноконтурного ДТТ появляется через 5 мс после начала к. з.

Второй сигнал одноконтурного ДТТ смещен во времени относительно первого на один период (20 мс), т. е. появляется через 25 мс после начала к. з., но отображает  $I_1$  без динамической токовой погрешности. В данном случае напряжение  $u_2$  совпадает по фазе с первой производной установившегося первичного тока, поэтому динамическая угловая погрешность равна нулю.

Если  $\alpha_1=180^\circ$ , то к. з. возникает в момент  $2'$  (рис. 6-2), переходный процесс в первичной цепи также отсутствует и динамическая угловая погрешность равна нулю.

В данном случае ИНТ начинает действовать через 5 мс после начала к. з. (в момент 3). Он сразу же работает в течение времени  $T_1/2$ , поэтому первый выходной сигнал одноконтурного ДТТ отображает  $I_1$  без динамической токовой погрешности, но первый токовый сигнал появляется через 15 мс после начала к. з.

Если  $\alpha_1=-90^\circ$ , то к. з. возникает в момент 1 и первичный ток начинает меняться по следующему закону:

$$i_1 = I_m [\exp(-t/\tau_1) - \cos \omega t].$$

При этом

$$u_2 = K_T \frac{dt_1}{dt} = K_T \sqrt{2} I_m \left[ \sin \omega t - \frac{1}{\omega \tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) \right].$$

Кривые изменения первичного тока и вторичного напряжения МТТ при  $\alpha_1=-90^\circ$  и  $\tau_1=20$  мс приведены на

рис. 6-6. В переходном режиме вторичное напряжение МТТ не совпадает по фазе с первой производной установившегося тока. Поэтому угловая динамическая погрешность не равна нулю. Первый сигнал, отображающий фазу первичного тока, возникает спустя время  $\Delta t_1$  после начала к. з., т. е. запаздывание его невелико. Динамическая угловая погрешность  $\delta_d$  первого сигнала отрицательна и численно равна интервалу  $\Delta t_1$ , выраженному в угловой мере. Второй сигнал, отображающий фазу, появляется на  $\Delta t_2$  раньше, чем наступает положительный максимум установившегося первичного тока. Динамическая угловая погрешность этого сигнала положительна, а по абсолютному значению она меньше, чем динамическая угловая погрешность первого сигнала. Динамические угловые погрешности следующих сигналов еще меньше.

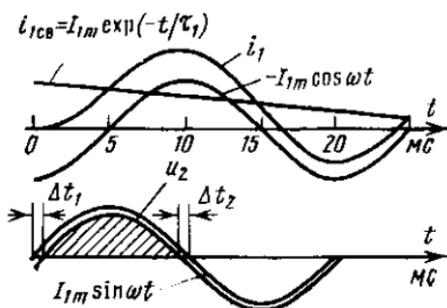


Рис. 6-6. Первичный ток и вторичное напряжение МТТ как идеального дифференциатора в переходном режиме к. з. при  $\alpha_1=90^\circ$  и  $\tau_1=20$  мс.

Численные значения  $\delta_d$  зависят от постоянной времени  $\tau_1$ . Если  $\tau_1$  очень мала, то начальное значение экспоненциальной составляющей напряжения  $u_2$  относительно велико, но она быстро затухает. При этом большую угловую погрешность имеет только первый сигнал, возникающий вскоре после начала к. з. Погрешность же сигнала, возникающего спустя примерно 10 мс после начала к. з., и всех последующих равна нулю.

При очень большой  $\tau_1$  угловая динамическая погрешность ДТТ снижается очень медленно, но по абсолютному значению она очень мала, так как мало начальное значение экспоненциальной составляющей напряжения  $u_2$ . Наибольшая динамическая угловая погрешность получается при конечном значении  $\tau_1$ , но через 10 мс после начала к. з. и любом значении  $\tau_1$  динамическая угловая погрешность не превышает  $8^\circ$ .

Вскоре после начала к. з. начинает работать ИНТ. Но так как площадь положительной полуволны напряжения  $u_2$  (она заштрихована) меньше, чем должна быть при данном значении  $I_1$ , то динамическая токовая погрешность первого выходного сигнала одноконтурного ДТТ

отрицательна. Динамические токовые погрешности последующих сигналов ДТТ также отрицательные, но они снижаются с течением времени.

Наибольшую динамическую токовую погрешность  $f_d$  имеет первый выходной сигнал ДТТ, который начинается через 10 мс после начала к. з. Значение  $f_d$  зависит от  $\tau_1$  и непосредственно связано со значением  $\Delta t_1$ . Если  $\tau_1$  стремится к нулю или к бесконечности, то  $\Delta t_1$  и  $f_d$  стремятся к нулю. У первого сигнала наибольшее значение —  $f_d \approx 38\%$  получается при  $\tau_1 \approx 8$  мс. У второго сигнала —  $f_d$  не превышает 10% [36, 39].

При  $\alpha_1 = +90^\circ$  к. з. происходит в момент 2 на рис. 6-2 и в первичном токе появляется экспоненциальная составляющая с начальным значением —  $I_{1m}$ , а во вторичном напряжении появляется положительная экспоненциальная составляющая. Для оценки динамических погрешностей ДТТ можно воспользоваться кривыми на рис. 6-6, приняв, что положительные значения токов и напряжений откладываются вниз по оси времени.

В данном случае динамические угловые погрешности будут такими же, как и при  $\alpha_1 = -90^\circ$ , но только знак их изменится. Сразу после начала к. з. начнет действовать *ИНТ*, а спустя время  $\Delta t_1$  появится сигнал на выходе *ВИП*. Но поскольку время работы *ИНТ* (равное  $\Delta t_1$ ) очень мало, то динамическая токовая погрешность этого сигнала будет близка к  $-100\%$  и его можно не принимать во внимание. Первый сигнал с относительно малой динамической токовой погрешностью начнется на выходе *ВИП* через 20 мс после начала к. з. В данном случае динамическая токовая погрешность ДТТ положительная. Поскольку первый сигнал появляется позднее, чем при  $\alpha_1 = -90^\circ$ , то его динамическая токовая погрешность меньше. В данном случае при любой постоянной времени первичной цепи  $\tau_1$  динамическая токовая погрешность ДТТ не превышает  $+15\%$ . Таким образом, у одноктного ДТТ в переходном режиме к. з. первый выходной сигнал запаздывает не более чем на 30 мс. У двухтактного ДТТ, поскольку интегрируются обе полуволны напряжения МТТ, первый выходной сигнал появляется не позднее чем через 20 мс после начала к. з.

Сравнивая динамические погрешности ДТТ с динамическими погрешностями обычного ТТ с замкнутым стальным магнитопроводом, можно видеть, что они гораздо меньше и гораздо быстрее затухают. Поэтому

в отношении точности работы в переходном режиме к. з. ДТТ имеет явные преимущества перед ТТ обычного типа.

## **6-8. ВЕРОЯТНЫЕ ИСТОЧНИКИ СТАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ДТТ**

Как известно, ТР имеет довольно большую частотную погрешность. Но поскольку в МТТ и ИНТ последовательно производятся дифференцирование и интегрирование, то у блока МТТ—ИНТ частотная погрешность невелика.

Счетчик импульсов работает без погрешностей, если не считать «сбоев».

Появление погрешности ЧИП наиболее вероятно из-за изменения частоты следования импульсов  $f_{и}$ . Поэтому генератор заполняющих импульсов должен быть хорошо стабилизирован. Отклонение  $f_{и}$  на 1% от расчетной вызывает токовую погрешность ДТТ более 1%.

Появление погрешности ИНТ наиболее вероятно из-за изменения параметров интегрирующего контура. Если используется интегрирующая цепочка  $RC$  (пассивный интегратор), то она должна быть температурно стабилизирована.

Если выходной сигнал ВИП формируется по известному способу путем динамической компенсации выходного напряжения ИНТ, то появление погрешности ВИП наиболее вероятно из-за отклонения от расчетной характеристики источника компенсирующего напряжения. Поскольку сигнал ИНТ непосредственно не используется, то компенсацию погрешности ИНТ допустимо осуществлять за счет обратной по знаку погрешности ВИП.

Следует отметить, что некоторые варианты ВИП могут работать без погрешностей только при строго постоянном периоде напряжения ТР. Поскольку этот период зависит от частоты первичного тока, то такие варианты ВИП могут применяться только при условии компенсации частотной погрешности.

## **6-9. ДИСКРЕТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ РЕЛЕ ДЛЯ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ С ПИТАНИЕМ ОТ ДТТ**

Если действующий ток представлен в цифровой форме, то в качестве измерительных реле тока должны применяться цифровые измерительные реле, срабатывающие при определенных значениях числового эквивалента  $\Sigma_c \geq U_{уст}$ . При этом уставка реле  $\Sigma_{уст}$

должна соответствовать заданному току срабатывания реле (первичному). На рис. 6-7 приведена функциональная схема цифрового реле, рассчитанного на шестизрядные двоичные числа. Предполагается, что шинки 0, 1 ... 6 связаны с выходами цифрового ДТТ рассмотренного типа.

В состав реле входят одновибратор *ОВ*, схема совпадения *СС* с шестью входами и группа из шести ключей, которыми задается уставка. Реле срабатывает и создает выходной сигнал, если на всех

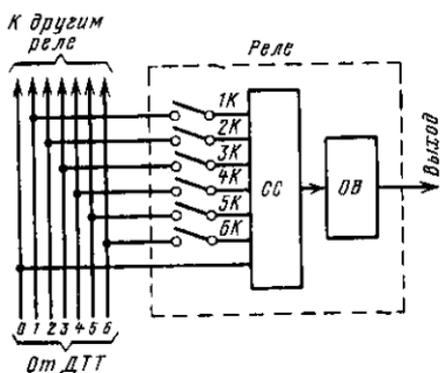


Рис. 6-7. Цифровое максимальное реле.

впадения сигналов на выходах 1 и 3 может и не быть. Например, при  $N_I=8$  сигнал появляется только на выходе 4. Однако, если  $\zeta_c > \zeta_{уст}$ , то в процессе счета импульсов обязательно будет воспроизводиться число  $\zeta_c = \zeta_{уст}$ . Поэтому схема совпадения хотя бы кратковременно срабатывает. При срабатывании схемы совпадения срабатывает одновибратор, который и поддерживает выходной сигнал реле в течение заданного времени, например в течение 10 мс.

Если собственное время данного реле определять как интервал времени между моментом начала сигнала на входе реле и моментом его срабатывания, то собственное время данного реле строго постоянно и прямо пропорционально уставке  $\zeta_{уст}$ . Но так как сигнал не может длиться более 10 мс, то и собственное время реле даже при первичном токе, равном току срабатывания, составляет не более 10 мс.

Если же собственное время реле определять как интервал времени между моментом окончания входного сигнала и моментом срабатывания реле, то собственное время рассматриваемого реле получается равным или меньше нуля (отрицательное).

Особенность рассматриваемого реле состоит в том, что у него схема совпадения срабатывает под воздействием каждого сигнала. Поэтому у реле ток возврата соответствует числу элементов  $N_I$ , только на один элемент меньше числа элементов, соответствующего току срабатывания. Если ток срабатывания равен одному из возможных значений тока  $I_N$  и ему соответствует  $N_I = N_{уст}$ , то ток возврата реле меньше тока срабатывания на половину абсолютной ступени квантования, а коэффициент возврата

$$K_B = \frac{1}{100} (100 - f_{\Delta}).$$

Таким образом, у цифрового реле тока коэффициент возврата зависит не от свойств собственно реле, а от свойств ДТТ. Поскольку у ДТТ погрешность дискретности не более 5%, то у цифрового реле тока коэффициент возврата не менее 0,95. Если время задержки выходного сигнала реле менее периода дискретности, то время возврата реле также менее периода дискретности, т. е. менее 20 мс. Если число входов  $СС$  и число ключей равно числу выходов  $СИ$ , то уставка реле может быть задана любой в пределах рабочего диапазона ДТТ с дискретностью, равной ступени квантования ДТТ, а число различных уставок равно  $2^{n_{СИ}} - 1$ . У реле, показанного на схеме, имеется шесть ключей. Следовательно, число возможных уставок реле более 60. Точно так же выполняется и цифровое реле напряжения, только оно питается выходными сигналами ДТН. На примере рассмотренного цифрового реле видно, что переход на дискретную форму представления измерительной информации позволяет строить измерительные дискретные реле с улучшенными техническими характеристиками.

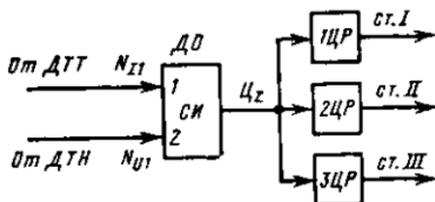


Рис. 6-8. Трехступенчатое реле полного сопротивления с число-импульсными входными сигналами измерительной информации.

На рис. 6-8 приведена структурная схема многоступенчатого реле полного сопротивления, рассчитанного на число-импульсные сигналы измерительной информации [65, 37]. Предполагается, что число импульсов в сигнале ДТТ  $N_I$  является логарифмической функцией тока в соответствии со следующей формулой:

$$N_I = a \ln \frac{I_1}{b},$$

а число импульсов в сигналах ДТН является логарифмической функцией напряжения:

$$N_U = a \ln \frac{c}{U_1},$$

где  $a$ ,  $b$  и  $c$  — постоянные коэффициенты, причем  $b$  имеет размерность тока, а  $c$  — размерность напряжения.

Тогда

$$N_z = N_I + N_U = a \left( \ln \frac{c}{b} + \ln \frac{1}{z_1} \right),$$

т. е. сумма импульсов в сигналах ДТТ и ДТН является логарифмической функцией сопротивления  $z_1 = U_1/I_1$ .

Основными элементами реле являются суммирующий счетчик импульсов СИ и цифровые реле 1ЦР, 2ЦР, 3ЦР отдельных ступеней.

На выходе счетчика импульсов формируется число  $Ц_z$ , равное  $N_z$  и однозначно связанное с  $z_1$ , причем  $Ц_z$  увеличивается при уменьшении  $z_1$ .

Чтобы первая ступень реле срабатывала при  $z_1 \leq z_{уст1}$ , уставка реле 1ЦР выбирается равной числу  $Ц_{z1}$  при  $z_1 = z_{уст1}$ . Тогда при снижении  $z_1$  до  $z_{уст1}$  или ниже на выходе реле 1ЦР будет появлять-

ся сигнал. Уставка реле  $2ЦР$  выбирается равной числу  $Ц_{211}$ , соответствующему сопротивлению срабатывания второй ступени реле сопротивления и т. д. Таким образом, одно рассматриваемое реле заменяет собой группу из нескольких реле сопротивления обычного типа. Возможное число ступеней достаточно велико.

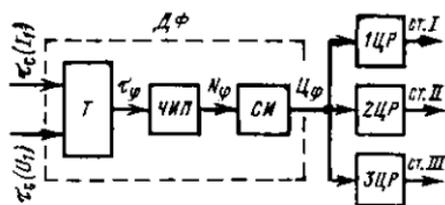
В данном случае СИ является дискретным омметром, точнее, измерителем проводимости, поскольку число  $Ц_z$  является возрастающей функцией проводимости, а не сопротивления.

Если суммирующий счетчик импульсов заменить реверсивным счетчиком, то число  $Ц_z$  будет пропорционально разности чисел импульсов в сигналах ДТТ и ДТН и будет логарифмической функцией произведения  $U_1 I_1$ , т. е. получится реле полной мощности [37].

Следует отметить, что у рассмотренного реле сопротивления «ток точной работы» лежит в пределах рабочего диапазона ДТТ, а «напряжение точной работы» лежит в пределах рабочего диапазона ДТН.

Эти параметры не зависят от

Рис. 6-9. Время-импульсное трех-ступенчатое реле сдвига фаз.



конструкции собственно реле и поэтому не имеют того смысла, который придается этим параметрам в случае реле сопротивления, рассчитанного на аналоговые сигналы. Важно только обеспечить достаточную емкость счетчика импульсов.

Это реле сопротивления обладает еще одной интересной особенностью: оно неспособно ложно срабатывать при исчезновении напряжения, вернее, сигнала ДТН. Объясняется это тем, что у ДТН при снижении напряжения в рабочем диапазоне число импульсов в сигнале увеличивается. Если же пропадает сигнал ДТН или напряжение на входе ДТН исчезает, то число импульсов в сигнале ДТН становится равным нулю и реле воспринимает это как увеличение сопротивления. Если напряжение на входе ДТН снижается до нуля, то работоспособность реле не нарушается, но теперь оно срабатывает при значительном увеличении тока, когда только под воздействием сигнала ДТТ на выходе СИ образуется число, при котором реле срабатывает.

На примере реле сопротивления также видны достоинства дискретной формы представления измерительной информации на входе реле.

На рис. 6-9 приведена структурная схема реле сдвига фаз, рассчитанного на время-импульсные сигналы ДТТ и ДТН. Предполагается, что фазы тока и напряжения отображаются передними фронтами этих сигналов. В противном случае должны использоваться прямоугольные сигналы ДТТ и ДТН, отображающие фазы токов и напряжения.

В состав реле сдвига фаз входят триггер  $T$  с двумя устойчивыми состояниями, ЧИП, СИ и цифровые реле, по одному на каждую ступень реле. На рисунке показана схема трехступенчатого реле, поэтому используются три цифровых реле —  $1ЦР$ ,  $2ЦР$  и  $3ЦР$ .

Триггер переключается под воздействием передних фронтов время-импульсных сигналов ДТТ и ДТН. При этом на выходе  $T$  формируются временные сигналы, у которых длительность  $\tau_c$  пропор-

циональна углу сдвига фаз тока и напряжения. При помощи ЧИИ и СИ формируется число  $\zeta_\varphi$ , пропорциональное углу сдвига фаз  $\varphi$ . Реле срабатывает, если угол  $\varphi$  превышает значение, заданное уставкой наиболее чувствительного цифрового реле. У данного реле Т, ЧИП и СИ в совокупности образуют дискретный фазометр.

В МЭИ разработано многоступенчатое дискретное реле сопротивления с синтезируемой характеристикой [65]. Принцип действия этого реле состоит в следующем. При помощи дискретного омметра со структурной схемой, аналогичной схеме на рис. 6-8, и дискретного фазометра со схемой, аналогичной схеме на рис. 6-9, комплексная

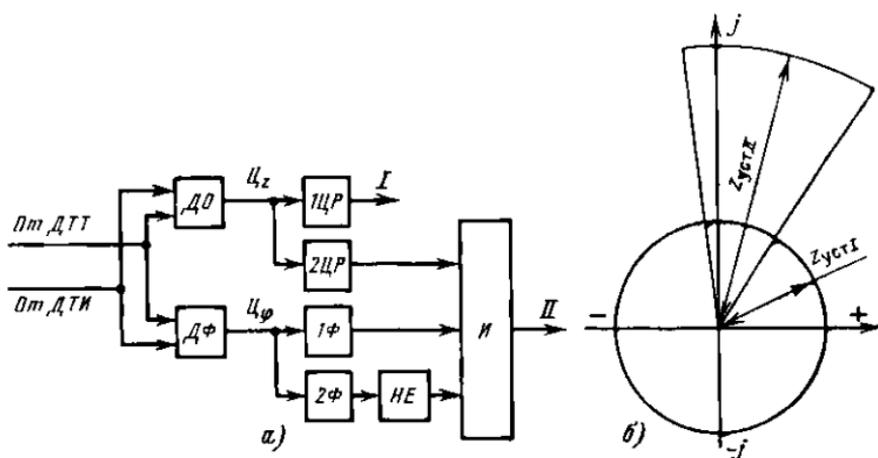


Рис. 6-10. Двухступенчатое реле сопротивления с синтезируемой характеристикой срабатывания.

а — функциональная схема; б — характеристика срабатывания.

плоскость сопротивления разбивается на ряд участков, а затем путем суммирования отдельных участков формируется требуемая характеристика срабатывания для каждой ступени защиты в отдельности.

На рис. 6-10 приводится простейший пример характеристики срабатывания двухступенчатого реле сопротивления. Первая ступень ненаправленная. Характеристика первой ступени имеет форму окружности радиусом  $z_{уст1}$  с центром в начале координат. Характеристика второй ступени имеет форму сектора. Радиус сектора равен сопротивлению срабатывания второй ступени  $z_{уст2}$ . Вторая ступень срабатывает, если угол  $\varphi$  лежит в пределах от  $\varphi_1$  до  $\varphi_1 + \Delta\varphi$ , где  $\Delta\varphi$  — центральный угол сектора.

На том же рисунке приведена структурная схема реле сопротивления с такими характеристиками первой и второй ступеней. Для обеих ступеней используются общий дискретный омметр ДО. Поскольку первая ступень ненаправленная, то формирование сигнала  $I$  первой ступени осуществляется посредством цифрового реле 1ЦР с уставкой  $\zeta_1$ , где  $\zeta_1$  — число на выходе ДО, отображающее сопротивление  $z_{уст1}$ .

Для формирования сигнала второй ступени (направленной) используется также дискретный фазометр  $ДФ$  с двумя цифровыми реле  $1Ф$  и  $2Ф$ . Уставка срабатывания реле  $1Ф$  отображает угол  $\varphi_1$ ; реле срабатывает, если  $\varphi \geq \varphi_1$ . Уставка срабатывания реле  $2Ф$  отображает угол  $\varphi_1 + \Delta\varphi$ . Если  $\varphi > \varphi_1 + \Delta\varphi$ , то срабатывают оба реле ( $1Ф$  и  $2Ф$ ), причем реле  $2Ф$  блокирует сигнал реле  $1Ф$ .

Уставка цифрового реле  $2ЦР$  отображает сопротивление срабатывания второй ступени  $z_{устII}$ . Таким образом, сигнал  $II$  на выходе второй ступени формируется, если сопротивление, измеряемое  $ДО$ , оказывается не более  $z_{устII}$  и если угол, измеряемый  $ДФ$ , лежит в заданном диапазоне.

УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТТ С ПХН

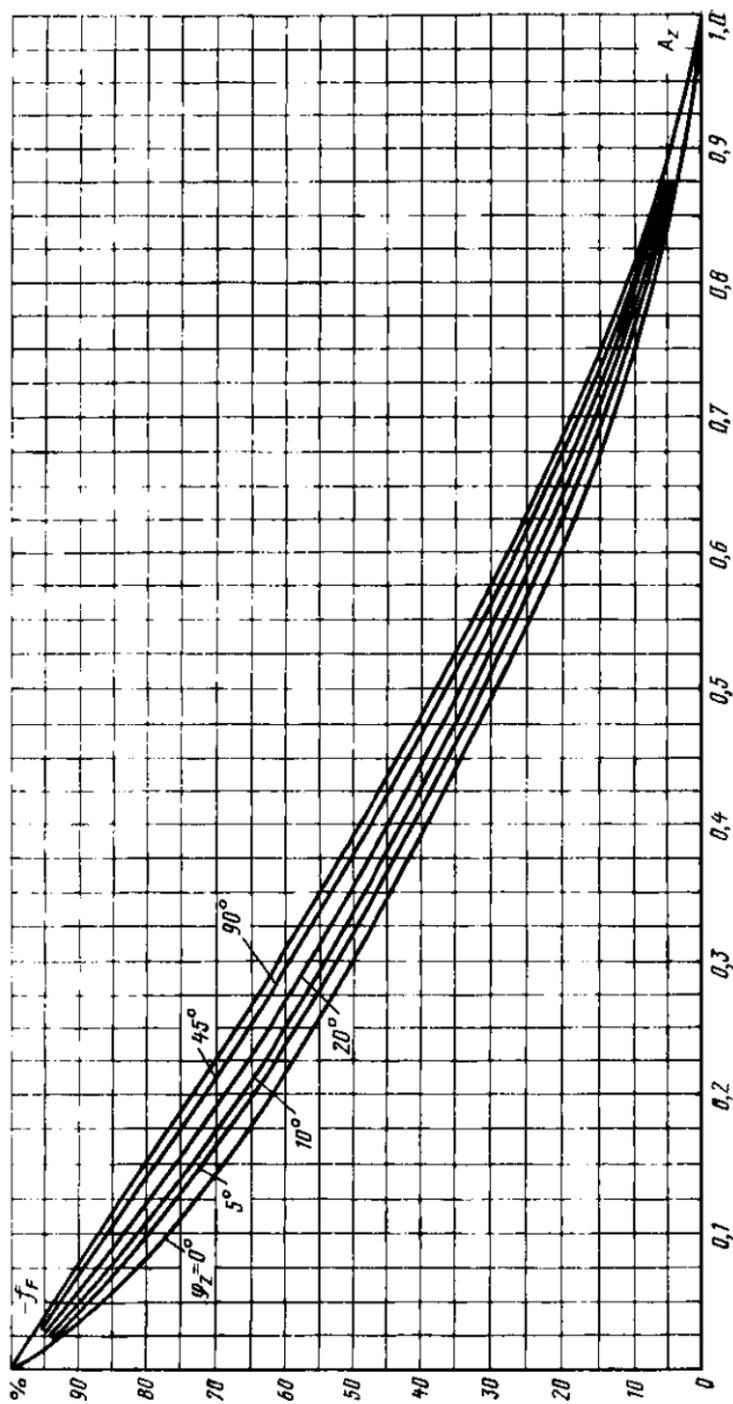


Рис. П-1. Универсальные характеристики погрешности по действующей м. д. с.

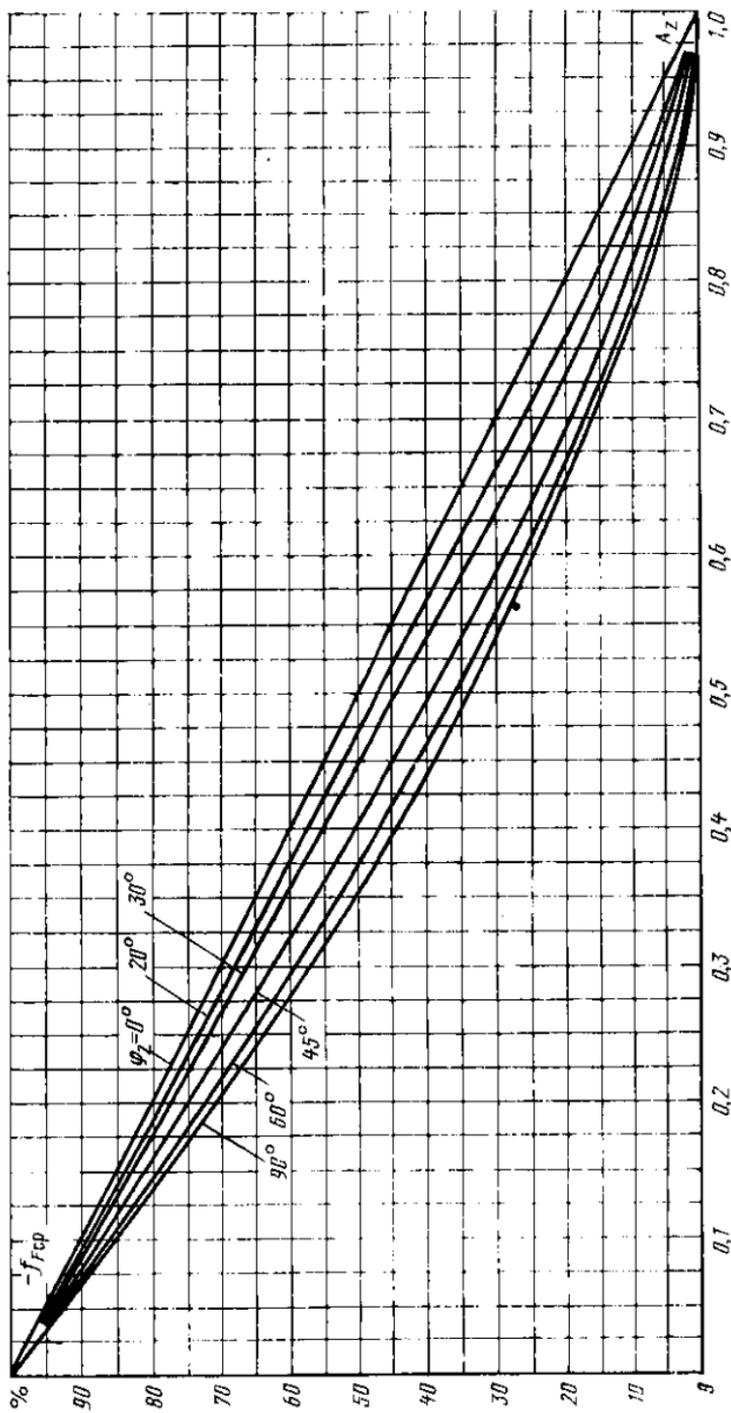


Рис. П-2. Универсальные характеристики по средней погрешности по модулю  $m$ . Д. С.

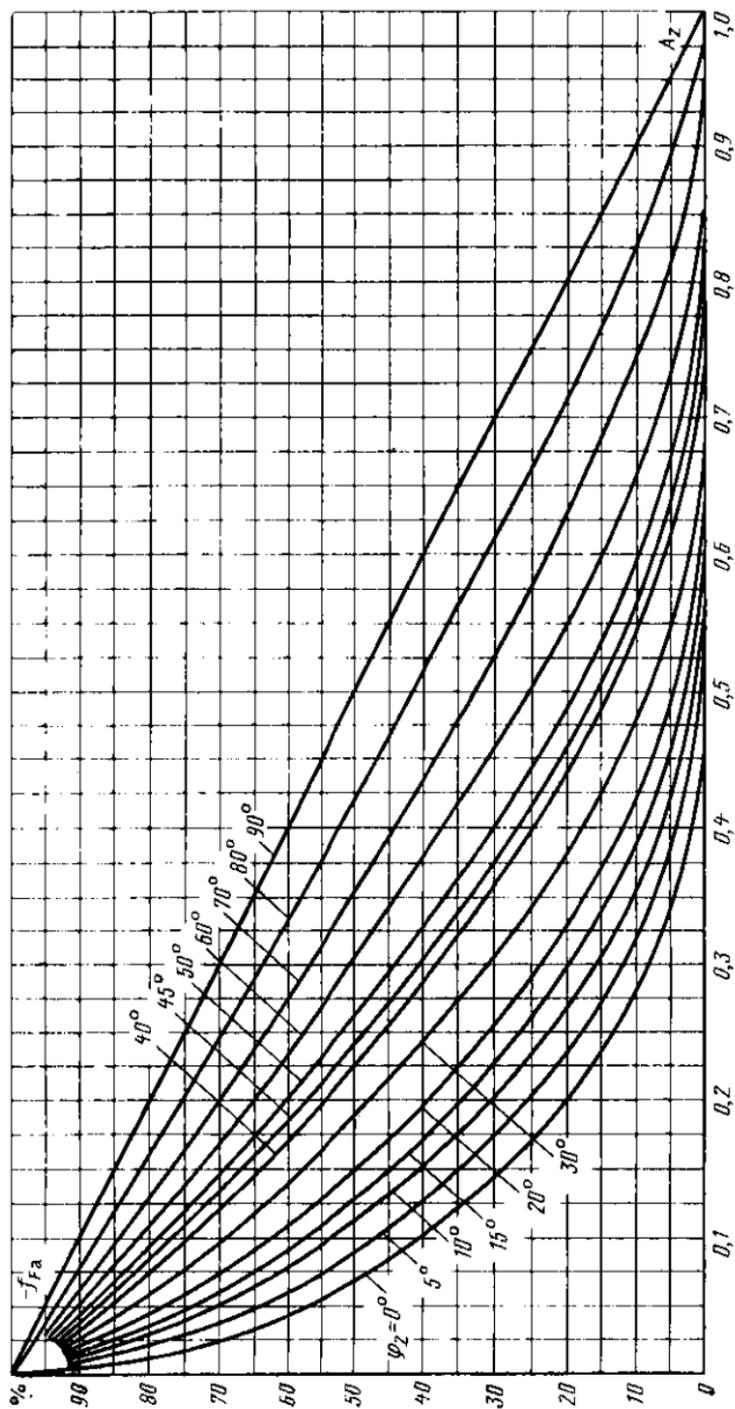


Рис. П-3. Универсальные характеристики погрешности по амплитуде м. д. с.

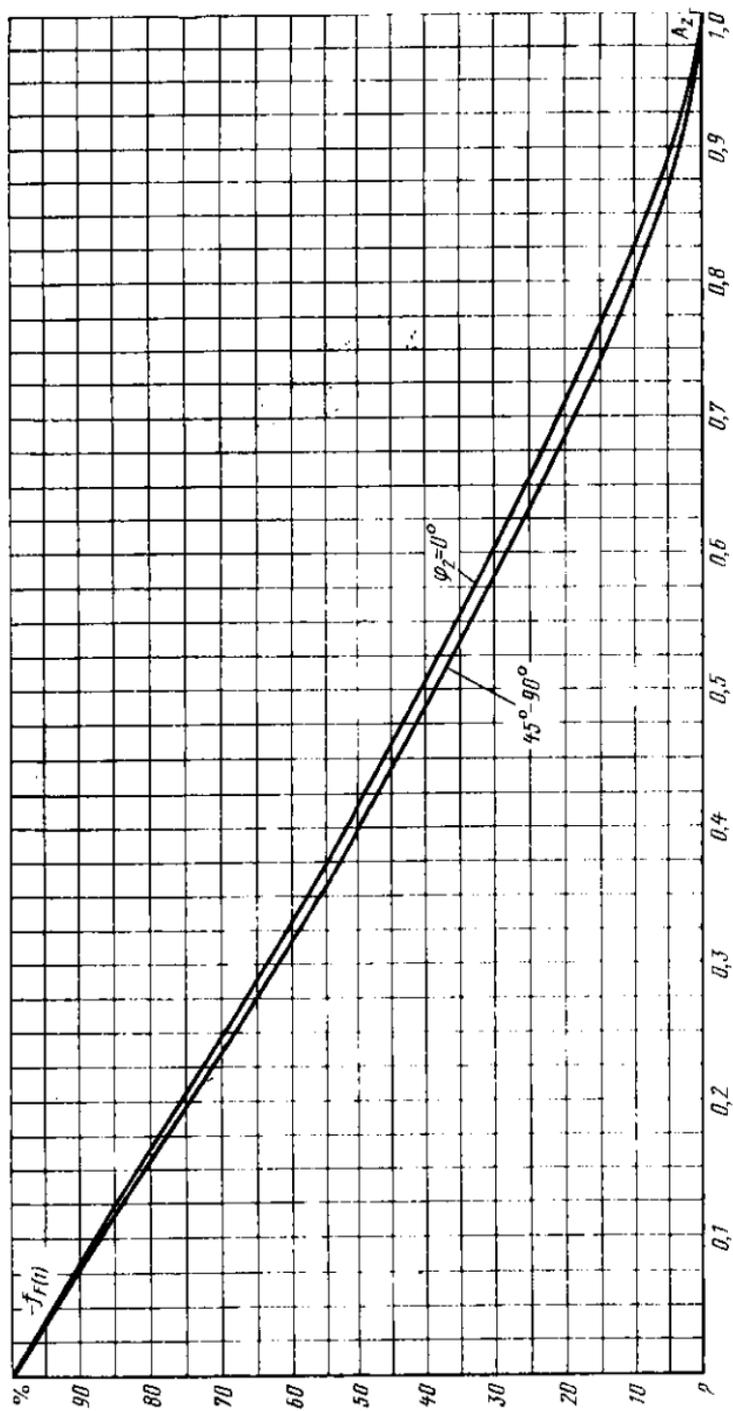


Рис. П-4. Универсальные характеристики погрешности по первой гармонике м. д. с.

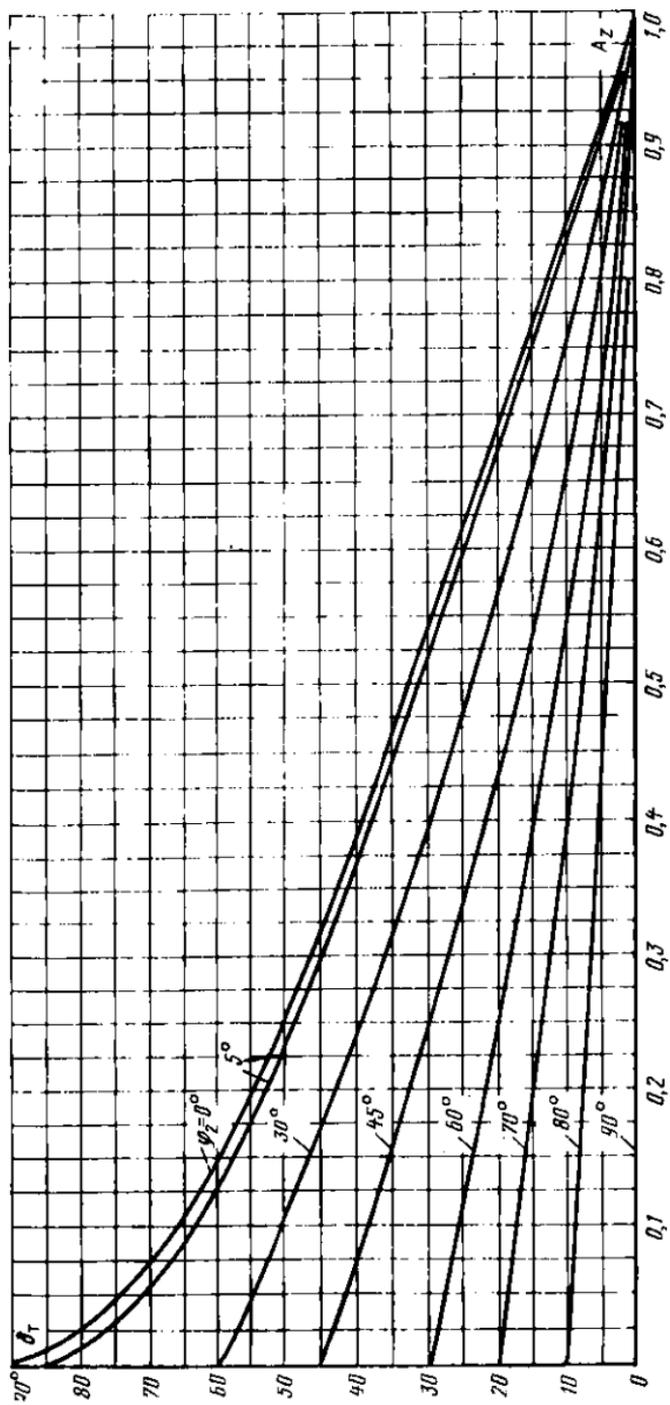


Рис. П-5. Универсальные характеристики угловой погрешности по первой гармонике тока.

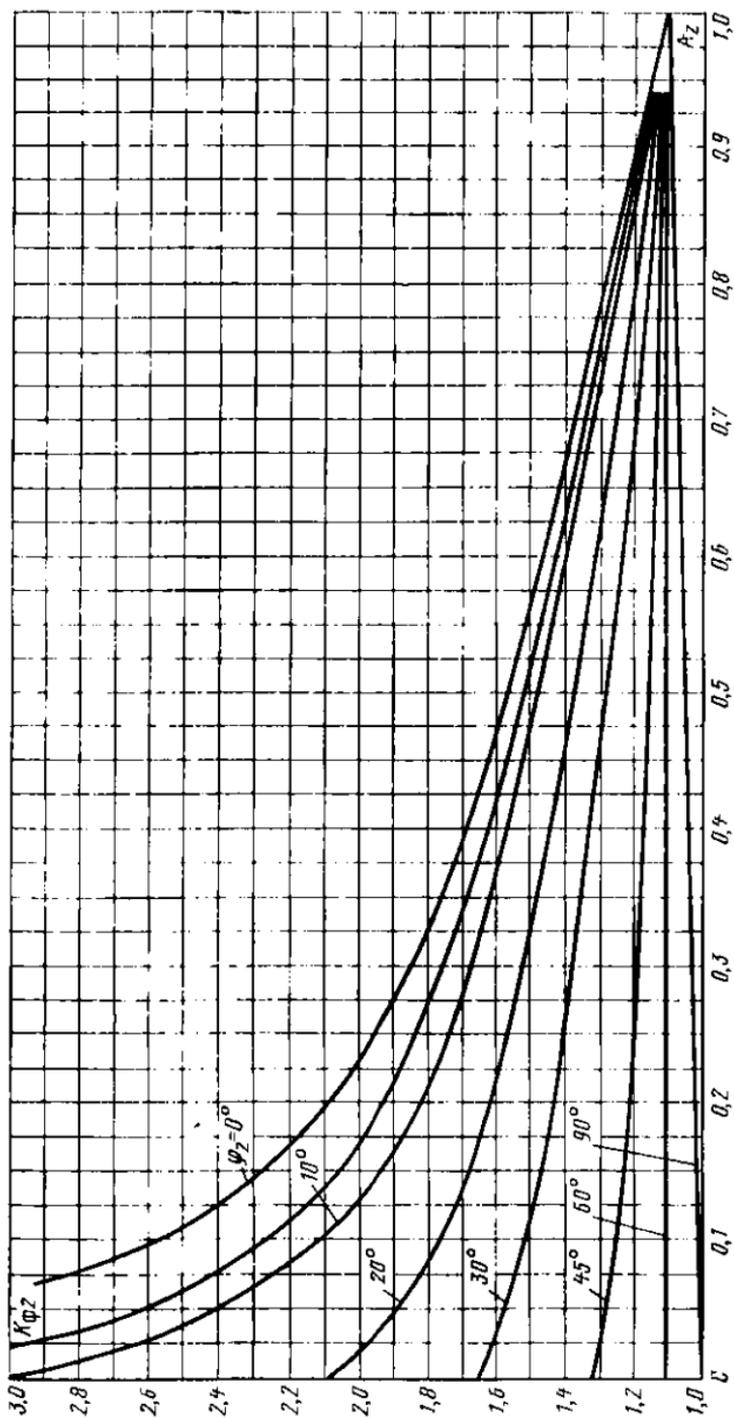


Рис. П-6. Универсальные характеристики коэффициента формы кривой вторичного тока.

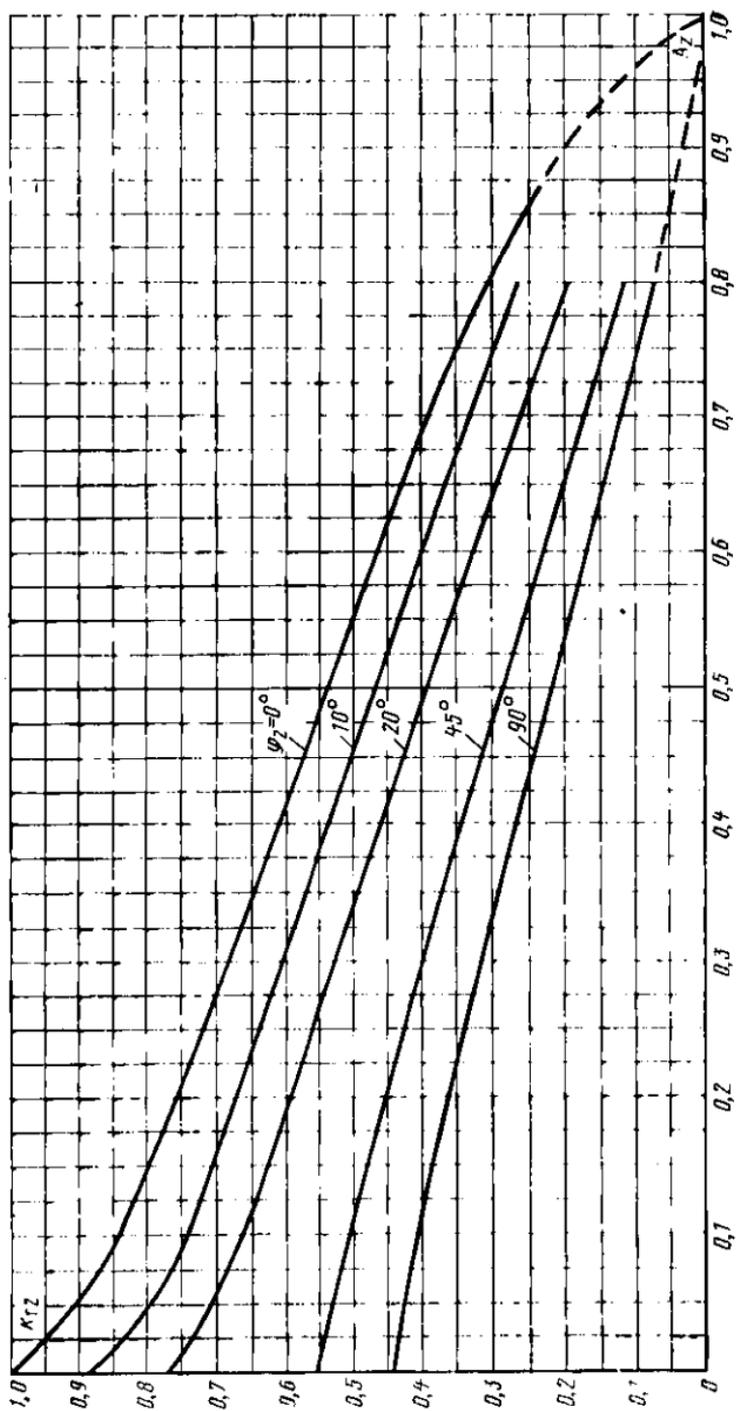


Рис. П-7. Универсальные характеристики коэффициента гармоник вторичного тока.

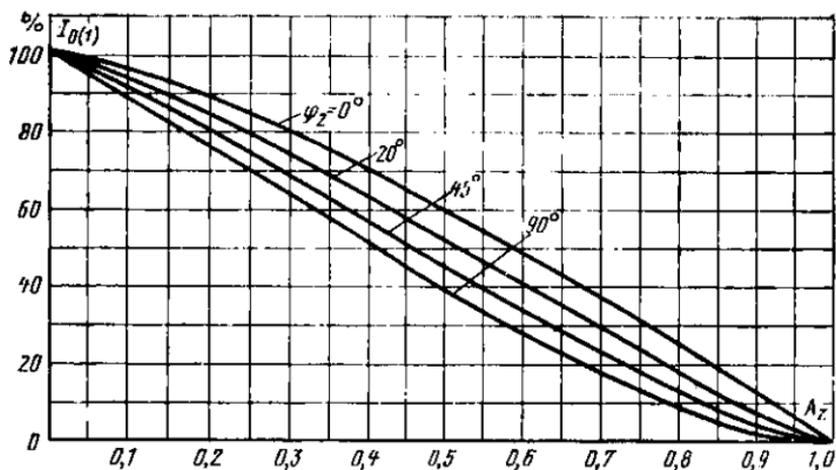


Рис. П-8. Универсальные характеристики первой гармоники намагничивающего тока.

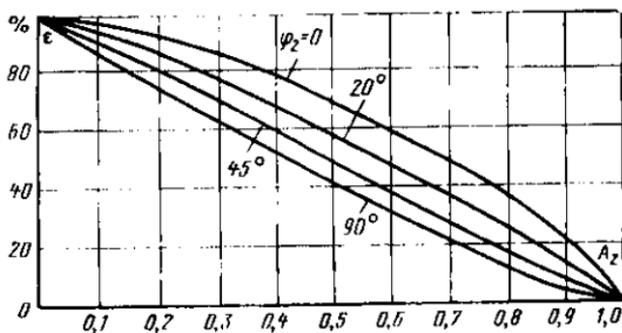


Рис. П-9. Универсальные характеристики полной погрешности без учета витковой коррекции.

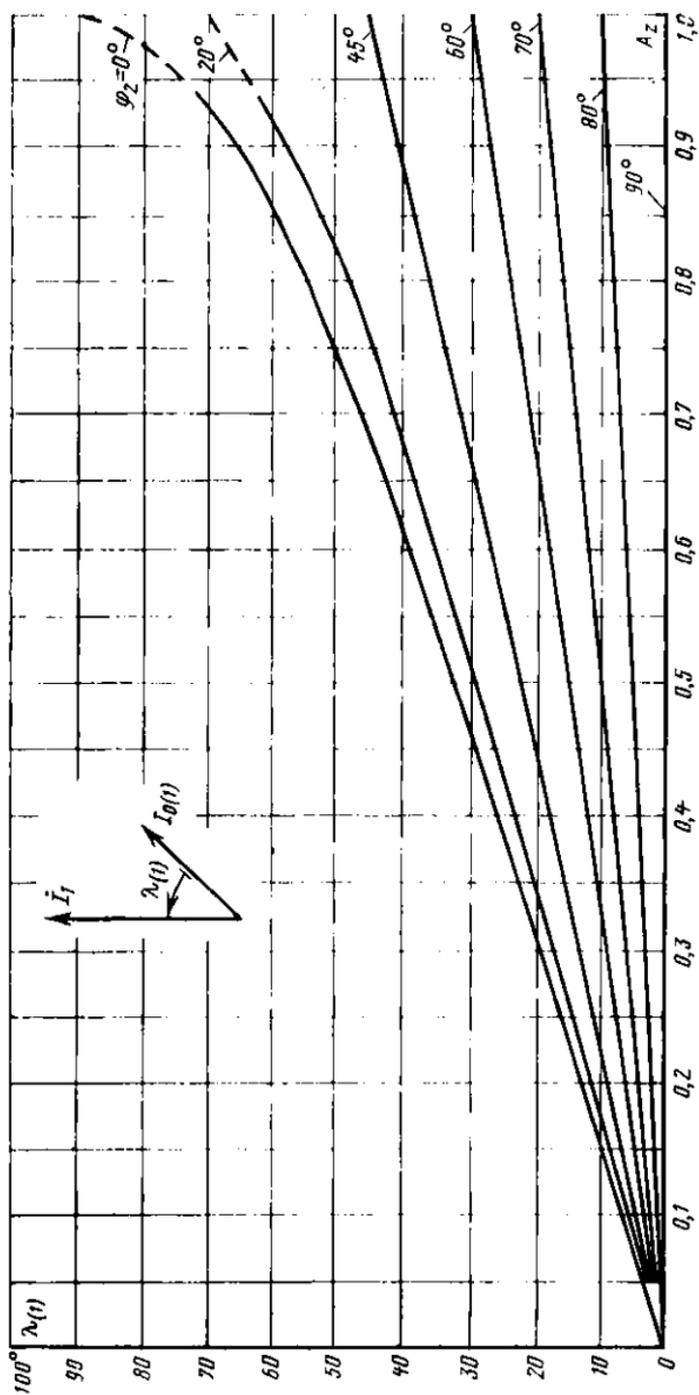


Рис. П-10. Универсальные характеристики угла сдвига первой гармоники намагничивающего тока относительно первичного тока.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федосеев А. М. Релейная защита электрических систем. Учебник для вузов. М., «Энергия», 1976. 559 с.
2. Кутивин И. Д. Трансформаторы тока с воздушным зазором.— «Известия Томского политехнического института», 1951, т. 70, с. 51.
3. Голодолинский Г. В. Применение эффекта Фарадея для измерения токов.— «Электричество», 1956, № 8, с. 24—27.
4. Федосеев А. М. Релейная защита электрических систем. М., Госэнергоиздат, 1952. 480 с.
5. Атабеков Г. И. Релейная защита высоковольтных сетей. М., Госэнергоиздат, 1949. 424 с.
6. Поташев Н. П. Остаточная индукция в трансформаторах тока.— «Вестник электропромышленности», 1937, № 3, с. 20—26.
7. Wentz E. C., Sonnemann W. K. Current transformers and relays for highspeed differential protection with particular reference to offset transient currents.— «Electrical Engineering», 1940, vol. 59, № 8, p. 481—488.
8. Казанский В. Е. Применение емкости для повышения мощности, отдаваемой трансформаторами тока.— «Электрические станции», 1944, № 3, с. 24—26.
9. Буряк В. С. Обзор принципов выполнения устройств, заменяющих высоковольтные трансформаторы тока. М., «Информэнерго», 1971. 61 с.
10. Казанский В. Е., Кузнецов А. П. Дифференциальный датчик для измерения тока. А. С. № 186027 СССР. Оpubл. в бюл. «Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1966, № 18, с. 74.
11. Казанский В. Е., Кузнецов А. П. Устройство для измерения тока в проводе высоковольтной линии. А. С. № 245907 СССР. Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1969, № 20, с. 47—48.
12. Казанский В. Е., Буряк В. С. Датчик магнитного поля тока. А. С. № 290223 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1971, № 2, с. 107.
13. Казанский В. Е., Кузнецов А. П. Магнитные трансформаторы тока серии ТВМ.— В кн.: Наладочные и экспериментальные работы ОРГРЭС. М., «Энергия», 1969, вып. 37, с. 67—78.
14. Казанский В. Е., Кузнецов А. П. Применение дифференциального магнитного датчика для контроля тока в высоковольтных установках.— «Электрические станции», 1969, № 3, с. 52—54.
15. Казанский В. Е., Кузнецов А. П. Магнитный трансформатор тока для дифференциальной защиты силового трансформатора.— «Электрические станции», 1970, № 7, с. 51—54.

16. Казанский В. Е., Кузнецов А. П. Дифференциальная защита А. С. № 193593 СССР. Оpubл. в бюл. «Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1967, № 7, с. 59.
17. Казанский В. Е., Кузнецов А. П. Бестрансформаторный фильтр нулевой последовательности. А. С. № 253216 СССР. Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1969, № 30, с. 67.
18. Сирота И. М., Богаченко А. Е. Экспериментальное исследование контуров для дистанционного измерения токов. — «Электричество», 1969, № 5, с. 64—68.
19. Мегий Л. Н., Ступицкий Д. И., Шурин В. И. Фильтр токов обратной и нулевой последовательностей. — «Электрические станции», 1969, № 10, с. 82.
20. Кузнецов А. П., Шурин В. И. Фильтр токов обратной последовательности. А. С. 257586 СССР. Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1969, № 36, с. 48.
21. Казанский В. Е. Трансформаторы тока в схемах релейной защиты. Изд. 2-е. М., «Энергия», 1969. 183 с.
22. Сирота И. М. Переходные режимы работы трансформаторов тока. Киев, Изд-во АН УССР, 1961. 192 с.
23. Сирота И. М. Основы теории и выбора параметров трансформатора тока с зазором сердечника. — «Электричество», 1969, № 7, с. 46—51.
24. Дроздов А. Д. Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите. М., «Энергия», 1965. 240 с.
25. Метод расчета токовой и угловой погрешностей трансформаторов тока при глубоком насыщении сердечника. — «Электричество», 1967, № 12, с. 39—42. Авт.: К. С. Дмитриев, В. Е. Казанский, Е. П. Королев, Э. М. Либерзон.
26. Либерзон Э. М., Королев Е. П. Инженерный метод расчета переходных процессов в трансформаторах тока. — «Электричество», 1968, № 12, с. 38—44.
27. Wright A. Current transformers. London. 1968. 300 p.
28. Сирота И. М., Стогний Б. С., Черненко В. А. Обобщенные характеристики для выбора трансформаторов тока в устройствах релейной защиты и автоматики. Киев, «Наукова думка», 1968. 40 с.
29. Дмитриев К. С. Универсальные характеристики трансформаторов тока с прямоугольной характеристикой намагничивания. М., СЦНТИ ОРГРЭС, 1970, 23 с.
30. Подгорный Э. В., Хлебников С. Д. Моделирование и расчеты переходных процессов в цепях релейной защиты. М., «Энергия», 1974. 205 с.
31. Применение защиты МТЗ-М с магнитными трансформаторами тока. — «Электрические станции», 1974, № 10, с. 77—78. Авт.: М. Н. Григорьев, А. И. Кудрявцев, А. П. Кузнецов, Е. И. Окунцов.
32. Казанский В. Е., Буряк В. С. Применение магнитных датчиков для питания устройств отыскания повреждений в системах электроснабжения. — В кн.: Электроснабжение и автоматизация промышленных предприятий. Чебоксары, 1973, вып. 1, с. 48—50.
33. Сирота И. М., Шурин В. М. Фильтры симметричных составляющих на дистанционных датчиках тока. — «Электричество», 1971, № 11, с. 26—30.
34. Казанский В. Е. Трансформаторы тока в схемах релейной защиты. М., Госэнергоиздат, 1958. 158 с.

35. Казанский В. Е. О трансформаторе тока с дискретной формой представления информации. — «Электричество», 1972, № 2, с. 83—85.

36. Арцишевский Я. Л., Казанский В. Е., Морозов Л. Н. О применении магнитных трансформаторов тока в схемах релейной защиты. — В кн.: Труды МЭИ, М., 1974, вып. 199, с. 120—131.

37. Казанский В. Е., Арцишевский Я. Л., Морозов Л. Н. Комплексное устройство для автоматического контроля электрических параметров высоковольтной установки. — «Электротехническая промышленность. Сер. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы», 1972, вып. 6(15), с. 15.

38. Казанский В. Е., Арцишевский Я. Л., Морозов Л. Н. Дискретные измерительные трансформаторы тока и напряжения. — В кн.: Труды МЭИ, М., 1972, вып. 145, с. 70—81.

39. Арцишевский Я. Л. О погрешностях цифрового трансформатора тока, обусловленных искажением формы кривой тока. — В кн.: Труды МЭИ, М., 1972, вып. 93, с. 72—74.

40. Морозов Л. Н. Вопросы технической реализации аналого-дискретного преобразователя для интегрирующих трансформаторов тока. — В кн.: Труды МЭИ, М., 1974, вып. 199, с. 132—143.

41. Арцишевский Я. Л., Казанский В. Е. Формализация алгоритмов устройств автоматики и релейной защиты, обладающих свойством интегральности. — В кн.: Труды МЭИ, М., 1974, вып. 199, с. 144—156.

42. Оптико-электронный трансформатор тока высокого напряжения. — «Электричество», 1969, № 11, с. 1—5. Авт.: Н. М. Адоньев, В. В. Афанасьев, Л. Н. Карпенко, А. С. Малкин.

43. Афанасьев В. В., Зубков В. П., Крастина А. Д. Оптические трансформаторы тока для системы сверхвысокого напряжения. — «Электричество», 1975, № 6, с. 21—30.

44. Оптико-электронный трансформатор тока с частотной модуляцией светового потока. — «Электротехническая промышленность. Сер. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы», 1972, вып. 6(15), с. 11—13. Авт.: В. П. Зубков, А. П. Цветков, Л. В. Жалалис, В. И. Абдулов.

45. Переходные режимы работы каскадного трансформатора тока с дополнительной ступенью. — «Электричество», 1973, № 2, с. 69—70. Авт.: А. Д. Дроздов, А. Н. Висящев, В. В. Могирев, С. С. Смирнов.

46. Переходные режимы работы каскадных трансформаторов тока 500 кВ. — «Электрические станции», 1970, № 5, с. 48—51. Авт.: А. Д. Дроздов, Э. В. Подгорный, С. Д. Хлебников, А. Н. Висящев.

47. Ильиничнин В. В. Исследование переходных режимов работы трансформаторов тока при коротких замыканиях в сетях 330—750 кВ. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1972. — В подзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования СССР, Мос. энергетический ин-т.

48. Стогний Б. С., Рогоза В. В., Черненко В. А. Условия подбоя и физическое моделирование трансформаторов тока в установившихся и переходных режимах. — «Электричество», 1970, № 10, с. 68—72.

49. Стогний Б. С. Анализ и расчет переходных режимов работы трансформаторов тока. Киев, «Наукова думка», 1972. 140 с.

50. Обобщенные характеристики трансформаторов тока в переходных режимах. Киев, Изд-во АН СССР, 1971. 84 с. Авт.: Б. С. Стогний, В. В. Рогоза, В. А. Черненко, А. Ф. Беспалый.

51. Кужеков С. Л., Золоев Б. П. Универсальные характеристики трансформаторов тока с прямоугольной характеристикой намагничивания при активно-индуктивной нагрузке в переходном режиме. — «Известия вузов. Электромеханика», 1974, № 8, с. 829—834.

52. Подгорный Э. В., Богдан А. В. Токовые интегральные характеристики трансформаторов тока в переходных режимах. — «Электричество», 1972, № 1, с. 18—24.

53. Дроздов А. Д., Кужеков С. Л. Исследование формы вторичного тока защитных трансформаторов тока в переходных и установившихся режимах. — «Электричество», 1971, № 1, с. 27—31.

54. Дмитриев К. С., Казанский В. Е. Ток небаланса фильтра тока нулевой последовательности при глубоком насыщении трансформаторов тока. — «Электричество», 1972, № 3, с. 22—28.

55. Дмитриев К. С., Казанский В. Е. О целесообразности витковой коррекции защитных трансформаторов тока. — «Электрические станции», 1972, № 8, с. 76—80.

56. Подгорный Э. В., Богдан А. В. Работа быстродействующей отсечки при переходных токах короткого замыкания. — «Электрические станции», 1971, № 10, с. 55.

57. Новаш В. И., Сопьяник В. Х., Тишечкин А. А. О влиянии переходных процессов в трансформаторах тока на работу быстродействующей релейной защиты. — «Электрические станции», 1971, № 9, с. 87.

58. Сопьяник В. Х. Алгоритм расчета переходных процессов в токовых цепях дифференциальной защиты. — «Известия вузов. Энергетика», 1972, № 5, с. 119—121.

59. Новаш В. И. Математические модели для исследования переходных процессов и оценки поведения устройств релейной защиты. Автореф. дис. на соиск. учен. степени д-ра техн. наук Минск, 1973. — В подзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования СССР, Минск, политехн. ин-т.

60. Дмитриев К. С. Методы исследования групп нелинейных трансформаторов тока в релейной защите. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1976. В подзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования СССР, Мос. энергетический ин-т.

61. Фабрикант В. Л. Фильтры симметричных составляющих. М.—Л., Госэнергоиздат, 1967. 424 с.

62. Сирота И. М. Защита от замыканий на землю в электрических системах. Киев, Изд-во АН УССР, 1955. 208 с.

63. Силаев Ю. М. Измерительный трансформатор переменного тока. А. С. № 254645 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1969, № 32, с. 55.

64. Универсальные характеристики трансформаторов тока в переходном режиме короткого замыкания. — «Электричество», 1975, № 2, с. 9—14. Авт.: С. Л. Кужеков, Ю. И. Иванков, Л. Д. Колесникова, Л. В. Васина, Л. З. Алтынпара.

65. Казанский В. Е., Арцишевский Я. Л., Морозов Л. Н. Реле сопротивления. А. С. № 425261 СССР. Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1974, № 15, с. 171.

66. Устройство для контроля тока в высоковольтных установках. А. С. № 421937 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1974, № 12, с. 126. Авт.: В. Е. Казанский, Я. Л. Арцишевский, В. С. Буряк, Л. Н. Морозов.

67. Многоканальное устройство для телеизмерения электрических параметров высоковольтной установки. А. С. № 368636 (СССР). Публ. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1973, № 9, с. 172—173. Авт.: Я. Л. Арцишевский, В. Е. Казанский, Л. П. Морозов, А. А. Кудрявцев, А. П. Кузнецов.

68. Дмитриев К. С. Методика и АЛГОЛ-программа расчета режимов групп защитных трансформаторов тока. — «Алгоритмы и программы». Информационный бюллетень Государственного фонда алгоритмов и программ. М., ВНИИЦ, 1975, вып. 2, аннот. 66. (Инв. номер регистрации П001165.)

69. Добродеев К. М. Индуктивные сопротивления рассеяния обмоток трансформаторов тока. — «Известия вузов. Электромеханика», 1975, № 6, с. 630—638.

70. Кужиков С. Л. О методах расчета переходных и установившихся процессов в трансформаторах тока. — «Электричество», 1975, № 7, с. 74—77.

71. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. М., «Высшая школа», 1974. 749 с.

72. Дроздов А. Д., Подгорный Э. В. О требованиях к трансформаторам тока для релейной защиты с учетом переходных процессов. — «Электрические станции», 1971, № 2, с. 58.

73. Подгорный Э. В., Хлебников С. Д. О выборе расчетной характеристики намагничивания трансформатора тока в переходных режимах. — «Электричество», 1966, № 9, с. 87—90.

74. Пронникова М. И., Селивахин А. И. Новые трехфазные измерительные органы устройств обнаружения неисправностей в сельских распределительных сетях. — В кн.: Труды Московского института инженеров сельскохозяйственного производства имени В. П. Горячкина». М., 1972, т. 9, вып. 3, ч. 1, с. 171—173.

75. Арцишевский Я. Л. Применение дискретных сигналов измерительной информации об интегральных значениях электрических величин в устройствах релейной защиты. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук М., 1976. В подзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования СССР, Мос. энергетический ин-т.

76. Буряк В. С., Буряк Г. И. Переходные процессы во вторичной цепи индукционного преобразователя тока при переходном процессе при к. з. в первичной цепи. — В кн.: Электроснабжение и автоматизация промышленных предприятий, вып. 4. Чебоксары, 1976, с. 39—42.

77. Крон Г. Применение тензорного анализа в электротехнике. М., Госэнергоиздат, 1955. 275 с.

78. Kennedy L. F., Sinks A. T. New current transformer for bus differential protection. — «AIEE Transactions», 1941, vol. 60, p. 1180—1187.

79. Основы теории цепей. Учебник для вузов. Изд. 4-е. М., «Энергия», 1975. 752 с. Авт.: Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нутшил, С. В. Страхов.

80. Казанский В. Е., Межалс Л. В. Магнитный трансформатор тока с улучшенной защитой от токов в земле — «Электричество», 1978, № 2, с. 77—78.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	5
<b>Глава первая. Основные понятия и определения . . . . .</b>	<b>15</b>
1-1. Двухобмоточные ТТ . . . . .	15
1-2. Магнитное поле и кривые намагничивания двухобмоточного ТТ . . . . .	20
1-3. Соотношение токов и погрешности двухобмоточного ТТ . . . . .	26
1-4. Расчетные схемы замещения линейного ТТ . . . . .	36
1-5. Кратность насыщения . . . . .	39
1-6. Характеристики холостого хода . . . . .	40
1-7. Особенности режима глубокого насыщения . . . . .	44
1-8. Расчетные схемы замещения нелинейного ТТ . . . . .	49
1-9. Двухобмоточный трансреактор . . . . .	53
1-10. Трансформаторы тока новых типов . . . . .	56
1-11. Трансформаторы тока нулевой последовательности . . . . .	62
<b>Глава вторая. Режимы работы линейных двухобмоточных трансформаторов тока и трансреакторов . . . . .</b>	<b>68</b>
2-1. Установившиеся режимы работы при синусоидальном первичном токе . . . . .	68
2-2. Установившиеся режимы работы при несинусоидальных токах . . . . .	75
2-3. Особенности режима работы линейного ТТ при нелинейной нагрузке . . . . .	76
2-4. Переходные режимы работы после замыкания первичной цепи . . . . .	80
2-5. Переходные режимы работы после размыкания первичной цепи . . . . .	92
2-6. Сравнение ТТ и трансреактора на магнитопроводе с зазором . . . . .	93
<b>Глава третья. Режимы работы нелинейного двухобмоточного трансформатора тока . . . . .</b>	<b>96</b>
3-1. Расчет установившегося режима по методу эквивалентных синусоид . . . . .	96
3-2. Предельная кратность и характеристика предельной кратности . . . . .	103
3-3. Графики мгновенных значений токов и других величин при глубоком насыщении ТТ в установившемся режиме . . . . .	105
	263

3-4. Универсальные характеристики ТТ с ПХН . . . . .	113
3-5. Расчет установившегося режима по методу ПХН . . . . .	120
3-6. Переходные режимы работы ТТ с ПХН после замыкания первичной цепи . . . . .	123
3-7. Экспериментальная проверка проходной характеристики ТТ . . . . .	135
3-8. Измерение намагничивающего тока, полной погрешности и э. д. с. в нагруженном режиме . . . . .	137
<b>Глава четвертая. Режимы работы групп трансформаторов тока . . . . .</b>	<b>140</b>
4-1. Общие сведения . . . . .	140
4-2. Группы из двух и трех ТТ . . . . .	142
4-3. Обобщенные схемы замещения групп ТТ . . . . .	140
4-4. Обобщенная математическая модель групп ТТ . . . . .	154
4-5. Ток небаланса в группе ДГТТ-2, составленной из линейных ТТ . . . . .	164
4-6. Ток небаланса в группе ДГТТ-2, составленной из ТТ с ПХН-аппроксимацией характеристики намагничивания . . . . .	169
4-7. Режимы работы группы ТТ звезда, составленной из нелинейных ТТ . . . . .	177
4-8. Установившийся режим работы каскадного ТТ . . . . .	186
<b>Глава пятая. Магнитные трансформаторы тока индукционного типа . . . . .</b>	<b>191</b>
5-1. Общие сведения о МТТ индукционного типа . . . . .	191
5-2. Соленоидные МТТ . . . . .	198
5-3. Дифференциальные МТТ . . . . .	203
5-4. Компенсированный МТТ . . . . .	211
5-5. Фильтры симметричных составляющих на МТТ . . . . .	217
5-6. Испытания МТТ . . . . .	220
<b>Глава шестая. Дискретные трансформаторы тока . . . . .</b>	<b>224</b>
6-1. Общие сведения . . . . .	224
6-2. Варианты дискретных ТТ . . . . .	228
6-3. Принципы формирования дискретных сигналов ДТТ . . . . .	232
6-4. Принципы размещения элементов ДТТ . . . . .	235
6-5. Токовая погрешность ВИТТ, обусловленная влиянием соединительных проводов . . . . .	236
6-6. Погрешность дискретности ЧИТТ и ЦТТ . . . . .	238
6-7. Динамическая погрешность ВИТТ . . . . .	238
6-8. Вероятные источники статической погрешности ДТТ . . . . .	243
6-9. Дискретные измерительные реле для релейной защиты с питанием от ДТТ . . . . .	243
<b>Приложение. Универсальные характеристики ТТ с ПХН . . . . .</b>	<b>249</b>
<b>Список литературы . . . . .</b>	<b>258</b>