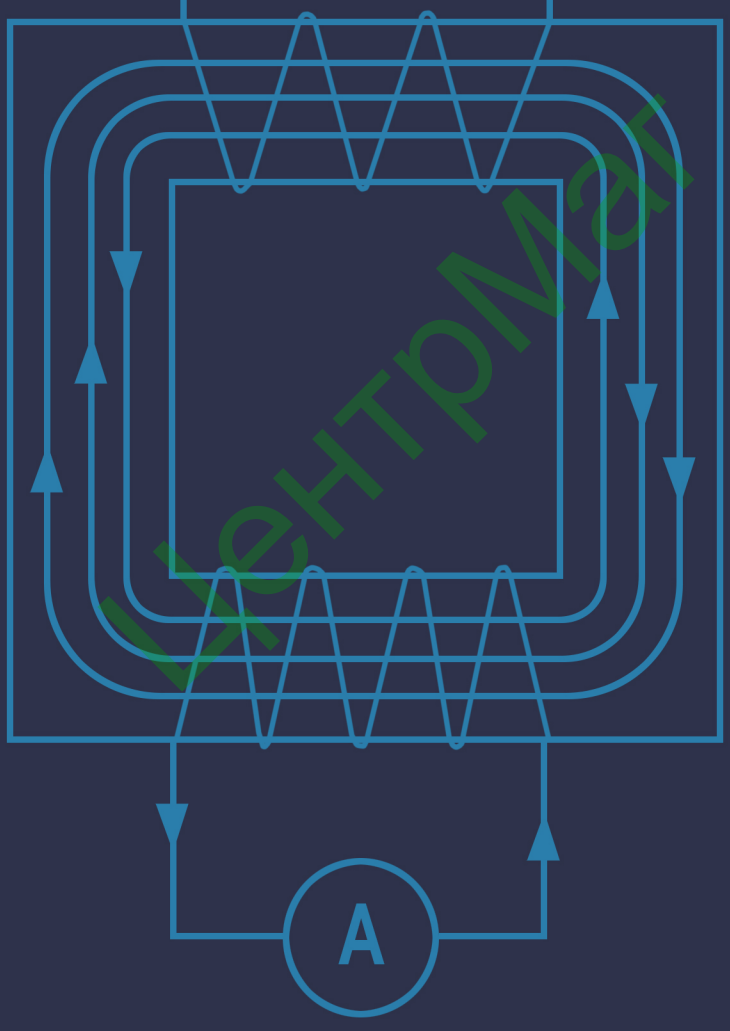
Купить книгу "Трансформаторы тока"

ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА



ЦентрМаг

ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА

2-е издание, переработанное
и дополненное

ЦентрМаг

Ленинград
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
Ленинградское отделение
1989

ББК 31.261.88
Т65
УДК 621.314.224

Авторы: *В. В. Афанасьев, Н. М. Адоньев, В. М. Кибель, И. М. Сирота, Б. С. Стогний*

Рецензент *В. К. Тарасов*

Редактор *Ю. В. Долгополова*

Трансформаторы тока/В. В. Афанасьев, Н. М. Адоньев, Т65 В. М. Кибель и др. — 2-е изд., перераб. и доп. — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. — 416 с.: ил.
ISBN 5-283-04444-0

Приведена методика расчета и проектирования высоковольтных трансформаторов тока. Рассмотрены вопросы погрешностей трансформаторов при нормальных условиях работы и при переходных режимах. Изложены различные методы компенсации погрешностей и рассмотрены конструкции трансформаторов. Уделено внимание перспективам развития трансформаторов тока. Даны примеры расчета. Первое издание вышло в 1980 г., второе издание переработано и дополнено, в частности материалом о современных измерительных преобразователях тока.

Для инженерно-технических работников, занятых проектированием, исследованием и производством трансформаторов тока, их монтажом и эксплуатацией.

Т $\frac{2202070300-116}{051\ (01)-89}$ 145—89

ББК 31.261.88

ISBN 5-283-04444-0

© Энергоатомиздат, 1980
© Энергоатомиздат, изменения и дополнения, 1989

ЦентрМаг

ПРЕДИСЛОВИЕ

Последние годы характеризуются быстрым развитием энергетики. Повышаются номинальные напряжения и токи электрооборудования, устанавливаемого в энергосистемах. В связи с объединением энергосистем значительно увеличиваются токи короткого замыкания. Все это приводит к необходимости создания нового высоковольтного оборудования, одним из видов которого являются трансформаторы тока (ТТ). Им и посвящена настоящая работа.

Конструкциям и расчету трансформаторов тока высокого напряжения в Советском Союзе, да и за рубежом посвящено очень мало обстоятельных книг. В СССР по трансформаторам тока Энергоатомиздатом (изд-во «Энергия», Госэнергоиздат) были выпущены следующие книги: в 1962 г. [10]; в 1964 г. [14]; в 1966 г. [19] и в 1980 г. [97]. За прошедшее время в области конструирования и расчета трансформаторов тока произошли значительные изменения. Существенное увеличение номинальных напряжений и токов в энергосистемах ведет к повышению требований к трансформаторам тока, особенно при их работе в переходных режимах. В связи с этим в Советском Союзе и за рубежом были проведены обширные исследования работы трансформаторов тока в переходных режимах. В результате этих исследований получены новые интересные решения, которые освещались в ряде статей и сборников. Кроме того, в целях повышения качества и надежности трансформаторов тока Госстандартом было издано много нормативных документов, определяющих новые требования к трансформаторам тока. Утверждена терминология по трансформации тока.

Вышеизложенное привело к необходимости выпуска новой книги по трансформаторам тока, в которой, помимо общих конструктивных сведений и расчетов токовых и угловых погрешностей, были бы подробно рассмотрены расчет полной погрешности в предельных и установившихся режимах, анализ и расчет погрешностей в переходных режимах, новые направления в развитии трансформаторов тока и некоторые другие вопросы. Необходимо было обобщить материалы по трансформаторам тока, приведенные в статьях ряда журналов и в сборниках. Во второе издание не

вошла глава о точности работы трансформаторов тока с нелинейными характеристиками намагничивания в переходных режимах как менее актуальная. Но зато расширена глава о линейных ТТ. Добавлены разделы о трансформаторах постоянного тока, преобразователях тока, управляемых напряжением, преобразователях с емкостной связью и др.

Ограниченный объем настоящей работы не позволил изложить в ней все вопросы, касающиеся трансформаторов тока, в частности рассмотреть лабораторные трансформаторы тока; трансформаторы тока нулевой последовательности; трансформаторы тока, основанные на некоторых новых принципах передачи сигнала от цепи высокого напряжения к устройствам, находящимся под потенциалом земли (с использованием эффекта Холла, радиосигналов и др.). Кратко изложены и некоторые методы расчета переходных режимов работы существующих трансформаторов тока, применяемые при проектировании и эксплуатации релейной защиты, когда допускаются весьма большие погрешности. Читатель может найти подробные сведения об этих методах в соответствующих статьях и книгах, указанных в списке литературы.

Книга является результатом совместной работы авторов. Главы 1, 2, 5 и 8 (за исключением § 1-5, 2-7 и 5-4) написаны В. В. Афанасьевым, § 1-5, 2-7 и 3-4 написаны совместно И. М. Сиротой и Б. С. Стогнием; § 3-1, 3-2, 4-2 и глава 10 написаны И. М. Сиротой, в написании § 10-2 вместе с И. М. Сиротой принимал участие ныне покойный В. Л. Фабрикант; § 3-3, 7-4 и глава 4 (за исключением § 4-2) написаны Б. С. Стогнием, § 5-4 и главы 6 и 7 (за исключением § 7-4) написаны В. М. Кибелем, глава 9 — Н. М. Адоньевым. Общее руководство при подготовке рукописи выполнено В. В. Афанасьевым.

Авторы выражают глубокую благодарность В. К. Тарасову, взявшему на себя рецензирование настоящей работы и давшему ряд ценных замечаний.

Авторы признательны Б. С. Видзиговскому, А. З. Вильницу, В. К. Килевому, Д. Г. Люстричкову, Г. Т. Мессерману, Е. Н. Танкевичу, В. И. Цыцарову и В. Б. Чакст, оказавшим большую помощь в подготовке настоящей работы и просмотревшим ее отдельные главы.

Отзывы о книге, замечания и пожелания просьба посылать по адресу: 191065, Ленинград, Д-65, Марсово поле, 1, Ленинградское отделение Энергоатомиздата.

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ТОКА И ТРАНСФОРМАТОРАХ ТОКА

1-1. НАЗНАЧЕНИЕ, КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Назначение измерительных преобразователей и трансформаторов тока. Под измерительным преобразователем тока (ИПТ) будем понимать устройство, предназначенное для преобразования первичного тока в такой выходной сигнал, информативные параметры которого функционально связаны с информативными параметрами первичного тока. Для создания ИПТ можно использовать различные физические явления. В настоящее время ИПТ обычно создаются на основе широко применяемого в электротехнике трансформаторного эффекта — в виде трансформатора.

Трансформатором тока, являющимся наиболее широко применяемым ИПТ, называется такой трансформатор, в котором при нормальных условиях работы выходной сигнал является током, практически пропорциональным первичному току и при правильном включении сдвинутым относительно него по фазе на угол, близкий к нулю.

Первичная обмотка трансформатора тока включается в цепь последовательно (в рассечку токопровода), а вторичная замыкается на некоторую нагрузку (измерительные приборы и реле), обеспечивая в ней ток, пропорциональный току в первичной обмотке.

В трансформаторах тока высокого напряжения первичная обмотка изолирована от вторичной (земля) на полное рабочее напряжение. Один конец вторичной обмотки обычно заземляется. Поэтому она имеет потенциал, близкий к потенциалу земли.

Трансформаторы тока по назначению разделяются на трансформаторы тока для измерений и трансформаторы тока для защиты. В некоторых случаях эти функции совмещаются в одном ТТ.

Трансформаторы тока для измерений предназначаются для передачи информации измерительным приборам. Они устанавливаются в цепях высокого напряжения или в цепях с большим током, т. е. в цепях, в которых невозможно непосредственное включение измерительных приборов. Ко вторичной обмотке ТТ для измерений подключаются амперметры, токовые обмотки ваттметров, счетчиков и аналогичных приборов. Таким образом, трансформатор тока для измерений обеспечивает:

ЦентрМаг

1) преобразование переменного тока любого значения в переменный ток, приемлемый для непосредственного измерения с помощью стандартных измерительных приборов;

2) изолирование измерительных приборов, к которым имеет доступ обслуживающий персонал, от цепи высокого напряжения.

Трансформаторы тока для защиты предназначаются для передачи измерительной информации в устройства защиты и управления. Соответственно этому трансформатор тока для защиты обеспечивает:

1) преобразование переменного тока любого значения в переменный ток, приемлемый для питания устройств релейной защиты;

2) изолирование реле, к которым имеет доступ обслуживающий персонал, от цепи высокого напряжения.

Трансформаторы тока в установках высокого напряжения необходимы даже в тех случаях, когда уменьшения тока для измерительных приборов или реле не требуется.

Классификация ИПТ и ТТ. *В зависимости от рода тока* ИПТ разделяются на ИП переменного и ИП постоянного тока. В дальнейшем будут рассматриваться ИПТ переменного тока для установок и сетей с номинальной частотой тока 50 Гц.

По назначению ИПТ разделяются на ИПТ для измерений и ИПТ для защиты. Последние могут предназначаться для работы только в установившихся (статических) режимах либо в установившихся и переходных (динамических) режимах.

В зависимости от вида преобразования ИПТ делятся на преобразователи тока в ток, тока в напряжение (например, трансреакторы, магнитные трансформаторы тока), тока в неэлектрическую величину (например, в световой поток). При этом *по способу представления выходной информации* ИПТ подразделяются на аналоговые и дискретные.

Целесообразно разделять ИПТ в зависимости от *уровня напряжения*, определяющего конструкцию, а иногда и принцип действия ИПТ. *С учетом* применяемых в СССР *номинальных напряжений* различают ИПТ низкого (номинальное напряжение до 1000 В) и высокого напряжения (1—1150 кВ и выше).

Все трансформаторы тока — и для измерений, и для защиты — можно классифицировать по следующим основным признакам.

По роду установки: трансформаторы тока для работы на открытом воздухе (категория размещения 1 по ГОСТ 15150—69); для работы в закрытых помещениях (по ГОСТ 15150—69); для встраивания в полости электрооборудования (категория в соответствии с табл. 1-1); для специальных установок (в шахтах, на судах, электровозах и т. д.).

По способу установки: проходные трансформаторы тока, предназначенные для использования в качестве ввода и устанавливаемые в проемах стен, потолков или в металлических конструкциях; опорные, предназначенные для установки на опорной плоскости;

Таблица 1-1. **Категория размещения траисформаторов тока, иаходящихся внутри оболочек электрооборудования**

Среда внутри оболочки	Категория размещения электрооборудования по ГОСТ 15150—69			
	1	2	3	4
Газовая, изолированная от наружного воздуха, или трансформаторное масло	4	4	4	4
Газовая, не изолированная от наружного воздуха	2	2	3	4

встраиваемые, т. е. предназначенные для установки в полости электрооборудования.

По числу коэффициентов трансформации: с одним коэффициентом трансформации; с несколькими коэффициентами трансформации, получаемыми изменением числа витков первичной или вторичной обмотки, или обеих обмоток, или применением нескольких вторичных обмоток с различным числом витков, соответствующим различному номинальному вторичному току.

По числу ступеней трансформации: одноступенчатые; каскадные (многоступенчатые), т. е. с несколькими ступенями трансформации тока.

По выполнению первичной обмотки: одновитковые; многовитковые.

Одновитковые ТТ (рис. 1-1) имеют две разновидности: без собственной первичной обмотки; с собственной первичной обмоткой. Одновитковые ТТ, не имеющие собственной первичной обмотки, выполняются встроенными, шинными или разъемными.

Встроенный трансформатор тока *1* (рис. 1-1) представляет собой магнитопровод с намотанной на него вторичной обмоткой. Он не имеет собственной первичной обмотки. Ее роль выполняет токоведущий стержень проходного изолятора. Этот трансформатор тока не имеет изоляционных элементов между первичной и вторичной обмотками. Их роль выполняет изоляция проходного изолятора.

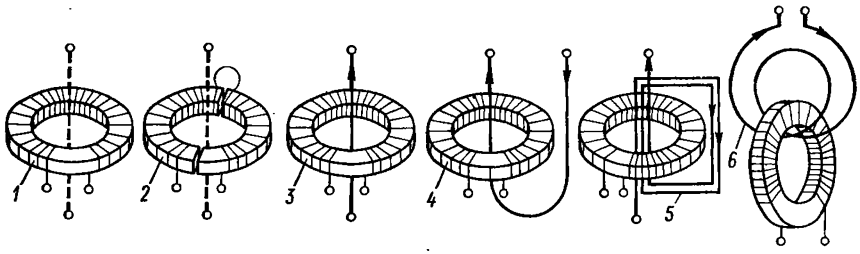


Рис. 1-1. Схема трансформатора тока

——— собственная первичная обмотка ТТ; ———— токоведущий стержень проходного изолятора (шина)

В шинном трансформаторе тока *1* роль первичной обмотки выполняют одна или несколько шин распределительного устройства, пропускаемые при монтаже сквозь полость проходного изолятора. Последний изолирует такую первичную обмотку от вторичной.

Разъемный трансформатор тока *2* тоже не имеет собственной первичной обмотки. Его магнитопровод состоит из двух частей, стягиваемых болтами. Он может размыкаться и смыкаться вокруг проводника с током, являющимся первичной обмоткой этого ТТ. Изоляция между первичной и вторичной обмотками наложена на магнитопровод со вторичной обмоткой.

Одновитковые ТТ, имеющие собственную первичную обмотку, выполняются со стержневой первичной обмоткой или с U-образной.

Трансформатор тока *3* имеет первичную обмотку в виде стержня круглого или прямоугольного сечения, закрепленного в проходном изоляторе.

Трансформатор тока *4* имеет U-образную первичную обмотку, выполненную таким образом, что на нее наложена почти вся внутренняя изоляция ТТ.

Многовитковые трансформаторы тока (рис. 1-1) изготовляются с катушечной первичной обмоткой, надеваемой на магнитопровод; с петлевой первичной обмоткой *5*, состоящей из нескольких витков; со звеньевой первичной обмоткой *6*, выполненной таким образом, что внутренняя изоляция трансформатора тока конструктивно распределена между первичной и вторичной обмотками, а взаимное расположение обмоток напоминает звенья цепи; с рымовидной первичной обмоткой, выполненной таким образом, что внутренняя изоляция трансформатора тока нанесена в основном только на первичную обмотку, имеющую форму рыма.

По роду изоляции между первичной и вторичной обмотками ТТ изготовляются с твердой (фарфор, литая изоляция, прессованная изоляция и т. д.); с вязкой (заливочные компаунды); с комбинированной (бумажно-масляная, конденсаторного типа) или газообразной (воздух, элегаз) изоляцией.

По принципу преобразования тока ТТ делятся на электромагнитные и оптико-электронные.

Основными параметрами и характеристиками трансформатора тока в соответствии с ГОСТ 7746—78 «Трансформаторы тока. Общие технические требования» являются:

1. Номинальное напряжение — действующее значение линейного напряжения, при котором предназначен работать ТТ, указываемое в паспортной таблице трансформатора тока. Для отечественных ТТ принята следующая шкала номинальных напряжений, кВ:

0,66; 6; 10; 15; 20; 24; 27; 35; 110; 150; 220; 330; 500; 750; 1150

2. Номинальный первичный ток $I_{1н}$ — указываемый в паспортной таблице ТТ ток, проходящий по первичной обмотке, при котором предусмотрена продолжительная работа ТТ. Для отечественных ТТ принята следующая шкала номинальных первичных токов, А:

1; 5; 10; 15; 20; 30; 40; 50; 75; 80; 100; 150; 200; 300; 400; 500; 600; 750; 800; 1000; 1200; 1500; 2000; 3000; 4000; 5000; 6000; 8000; 10 000; 12 000; 14 000; 16 000; 18 000; 20 000; 25 000; 28 000; 32 000; 35 000; 40 000.

В трансформаторах тока, предназначенных для комплектования турбо- и гидрогенераторов, значения номинального тока свыше 10 000 А могут отличаться от приведенных в данной шкале значений.

Трансформаторы тока, рассчитанные на номинальный первичный ток 15; 30; 75; 150; 300; 600; 750; 1200; 1500; 3000 и 6000 А, должны допускать неограниченно длительное время наибольший рабочий первичный ток, равный соответственно 16; 32; 80; 160; 320; 630; 800; 1250; 1600; 3200 и 6300 А. В остальных случаях наибольший первичный ток равен номинальному первичному току.

3. Номинальный вторичный ток $I_{2н}$ — указываемый в паспортной таблице ТТ ток, проходящий по вторичной обмотке. Номинальный вторичный ток принимается равным 1 или 5 А, причем ток 1 А допускается только для ТТ с номинальным первичным током до 4000 А. По согласованию с заказчиком допускается изготовление ТТ с номинальным вторичным током 2 или 2,5 А.

4. Вторичная нагрузка ТТ $z_{2н}$ соответствует полному сопротивлению его внешней вторичной цепи, выраженному в омах, с указанием коэффициента мощности. Вторичная нагрузка может также характеризоваться полной мощностью в вольт-амперах, потребляемой ею при данном коэффициенте мощности и номинальном вторичном токе.

Вторичная нагрузка с коэффициентом мощности $\cos \varphi_2 = 0{,}8$, при которой гарантируется установленный класс точности ТТ или предельная кратность первичного тока относительно его номинального значения, называется номинальной вторичной нагрузкой ТТ $z_{2н.ном}$.

Для отечественных трансформаторов тока установлены следующие значения номинальной вторичной нагрузки $S_{2н.ном}$, выраженной в вольт-амперах, при коэффициенте мощности $\cos \varphi_2 = 0{,}8$:

1; 2; 2,5; 3; 5; 7,5; 10; 15; 20; 25; 30; 40; 50; 60; 75; 90; 100; 120.

Соответствующие значения номинальной вторичной нагрузки (в омах) определяются выражением

$$z_{2н.ном} = S_{2н.ном}/I^2_{2н}.$$

5. Коэффициент трансформации ТТ равен отношению первичного тока ко вторичному току.

В расчетах трансформаторов тока применяются две величины: действительный коэффициент трансформации n и номинальный коэффициент трансформации $n_н$. Под действительным коэффициентом трансформации n понимается отношение действительного первичного тока к действительному вторичному току. Под номинальным коэффициентом трансформации $n_н$ понимается отношение номинального первичного тока к номинальному вторичному току.

6. Стойкость ТТ к механическим и тепловым воздействиям характеризуется током электродинамической стойкости и током термической стойкости.

Ток электродинамической стойкости $I_д$ равен наибольшей амплитуде тока короткого замыкания за все время его протекания, которую ТТ выдерживает без повреждений, препятствующих его дальнейшей исправной работе. Ток $I_д$ характеризует способность ТТ противостоять механическим (электродинамическим) воздействиям тока короткого замыкания. Электродинамическая стойкость может характеризоваться также кратностью $K_д$, представляющей собой отношение тока электродинамической стойкости к амплитуде номинального первичного тока. Требования электродинамической стойкости не распространяются на шинные, встроенные и разъемные ТТ.

Ток термической стойкости $I_{tт}$ равен наибольшему действующему значению тока короткого замыкания за промежуток $t_т$, которое ТТ выдерживает в течение всего промежутка времени без нагрева токоведущих частей до температур, превышающих допустимые при токах короткого замыкания (см. ниже), и без повреждений, препятствующих его дальнейшей работе.

Термическая стойкость характеризует способность ТТ противостоять тепловым воздействиям тока короткого замыкания. Для суждения о термической стойкости ТТ необходимо знать не только значения тока, проходящего через трансформатор, но и его длительность или, иначе говоря, знать общее количество выделенной теплоты, которое пропорционально произведению квадрата тока $I_{tт}$ и длительности его $t_т$. Это время, в свою очередь, зависит от параметров сети, в которой установлен ТТ, и изменяется от одной до нескольких секунд.

Термическая стойкость может характеризоваться кратностью $K_т$ тока термической стойкости, представляющей собой отношение тока термической стойкости к действующему значению номинального первичного тока.

В соответствии с ГОСТ 7746—78 для отечественных ТТ установлены следующие токи термической стойкости:

а) односекундный $I_{1т}$ или двухсекундный $I_{2т}$ (или кратность их $K_{1т}$ и $K_{2т}$ по отношению к номинальному первичному току) для трансформаторов тока на номинальные напряжения 330 кВ и выше;

б) односекундный $I_{1т}$ или трехсекундный $I_{3т}$ (или кратность их $K_{1т}$ и $K_{3т}$ по отношению к номинальному первичному току) для трансформаторов тока на номинальные напряжения до 220 кВ включительно.

Между токами электродинамической и термической стойкости должны быть следующие соотношения:

для ТТ на номинальные напряжения 330 кВ и выше

$$I_д \geqslant 1{,}8\sqrt{2}\, I_{1т} \quad \text{или} \quad I_д \geqslant 1{,}8\sqrt{2}\, I_{2т};$$

для ТТ на номинальные напряжения до 220 кВ

$$I_д \geqslant 1{,}8\sqrt{2}\, I_{1т} \quad \text{или} \quad I_д \geqslant 1{,}8\sqrt{2}\, I_{3т}.$$

Температура токоведущих частей ТТ при токе термической стойкости не должна превышать: 200 °С для токоведущих частей из алюминия; 250 °С для токоведущих частей из меди и ее сплавов, соприкасающихся с органической изоляцией или маслом, и 300 °С для токоведущих частей из меди и ее сплавов, не соприкасающихся с органической изоляцией или маслом. При определении указанных значений температуры следует исходить из начальных ее значений, соответствующих длительной работе трансформатора тока при номинальном токе.

Значения токов электродинамической и термической стойкости ТТ государственным стандартом не нормируются. Однако они должны соответствовать электродинамической и термической стойкости других аппаратов высокого напряжения, устанавливаемых в одной цепи с трансформатором тока. В табл. 1-2 приведены данные динамической и термической стойкости отечественных трансформаторов тока.

7. Механическая нагрузка определяется давлением ветра со скоростью 40 м/с на поверхность трансформатора тока и тяжением подводящих проводов (в горизонтальном направлении в плоскости выводов первичной обмотки), которое должно быть не менее

500 Н — для ТТ до 35 кВ включительно;
1000 Н — для ТТ на 110—220 кВ;
1500 Н — для ТТ на 330 кВ и выше.

Таковы основные технические параметры и характеристики трансформаторов тока. При проектировании ТТ помимо этих параметров должны учитываться следующие требования к конструкции:

1. Контактные зажимы выводов первичной обмотки трансформаторов тока должны выполняться с учетом требований ГОСТ 10434—82, а трансформаторов тока наружной установки — с учетом, кроме того, требований ГОСТ 21242—75. Контактные зажимы выводов вторичных обмоток должны выполняться с учетом требований ГОСТ 10434—82. Контактные зажимы вторичных обмоток встроенных трансформаторов тока могут быть расположены на конструктивных элементах аппарата, в который встроен трансформатор тока. В трансформаторах тока наружной установки

Таблица 1-2. **Данные электродинамической и термической стойкости некоторых типов отечественных трансформаторов тока**

Трансформатор тока	Номинальный первичный ток, А	Кратность	
		электродинамическая $K_д$	термическая $K_т$
Проходной одновитковый:			
нормальное исполнение	до 600	160—170	80
	1000	100—110	80
	1500	60—70	80
усиленное исполнение	до 600	150—170	120—140
	1000	100—110	120—140
Шинный	2000—6000	250—300	—
Проходной многовитковый:			
нормальное исполнение	5—300	45—250	70—80
усиленное исполнение	5—300	90—500	100—250
Опорной наружной установки:			
со звеньевой обмоткой	до 2000	60—150	60—150
с рымовидной обмоткой	до 2000	80—100	30—45

Примечание. Электродинамическая и термическая стойкость зависит от механической прочности изоляционных и токоведущих частей, а также от поперечного сечения последних.

Таблица 1-3. **Обозначение выводных ковцов первичных и вторичных обмоток**

	Из одной секции	Из нескольких секций
Первичная обмотка	Л1 ——— Л2	Л1 ——— К1 Н2 ——— К2 ⋮ $Н_i$ ——— Л2
Вторичная обмотка	Без ответвлений	С ответвлениями
	И1 И2	И1 И2 $И_i$

ЦентрМаг

контактные зажимы выводов вторичной обмотки должны находиться в специальных коробках, надежно защищающих их от атмосферных осадков.

Обозначение выводных концов первичных и вторичных обмоток согласно ГОСТ 7746—78 должно производиться в соответствии с табл. 1-3. Линейные выводы первичной обмотки обозначаются символами *Л1* и *Л2*, которые должны наноситься так, чтобы при направлении тока в первичной обмотке от *Л1* и H_i соответственно к K_i и *Л2* вторичный ток проходил по внешней цепи (приборам) от *И1* к *И2*.

2. Маслонаполненный трансформатор тока должен иметь маслорасширитель (компенсатор) и указатель уровня масла. Вместимость маслорасширителя должна обеспечивать постоянное наличие в нем масла при всех режимах работы трансформатора тока — от отключенного состояния до нормированной токовой нагрузки — и при колебаниях температуры окружающего воздуха, установленных для данного климатического района.

В трансформаторах тока на номинальные напряжения 330 кВ и более обязательно должна быть предусмотрена защита масла от увлажнения, например посредством сильфонов (см. § 8-3). Целесообразно такую же защиту предусматривать и в трансформаторах тока на меньшие напряжения.

3. Размеры указателя уровня масла должны быть такими, чтобы обслуживающий персонал мог с безопасного расстояния наблюдать за уровнем масла в трансформаторе тока.

4. Трансформаторы тока, имеющие массу более 50 кг, должны иметь приспособления для подъема. Если такие приспособления невозможно выполнить, то завод-изготовитель должен указывать в инструкции места захвата трансформаторов тока при подъеме.

5. Трансформаторы тока, у которых амплитуда напряжения на разомкнутой вторичной обмотке при номинальном токе в первичной обмотке превышает 350 В, должны иметь надпись: «Внимание! Опасно! На разомкнутой обмотке высокое напряжение».

6. Трансформаторы тока, кроме встроенных, должны иметь контактную площадку для присоединения заземляющего проводника и заземляющий зажим в соответствии с требованиями ГОСТ 21130—75 и ГОСТ 12.2.007.3—75. Возле заземляющего зажима должен быть установлен знак заземления по ГОСТ 21130—75. Указанные требования не распространяются на ТТ с корпусом из литой смолы или пластмассы, не имеющие подлежащих заземлению металлических частей, а также на ТТ, не подлежащие заземлению согласно ГОСТ 12.2.007.0—75.

1-2. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА

Принципиальная схема одноступенчатого электромагнитного трансформатора тока и его схема замещения приведены на рис. 1-2. Как видно из схемы, основными элементами трансформатора тока,

ЭНЕРГОИЗДАТ

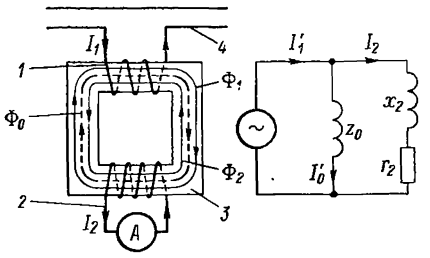


Рис. 1-2. Принципиальная схема трансформатора тока и его схема замещения

участвующими в преобразовании тока, являются первичная *1* и вторичная *2* обмотки, намотанные на один и тот же магнитопровод *3*. Первичная обмотка включается последовательно (в рассечку токопровода высокого напряжения *4*), т. е. обтекается током линии I_1. Ко вторичной обмотке подключаются измерительные приборы (амперметр, токовая обмотка счетчика) или реле. При работе трансформатора тока вторичная обмотка всегда замкнута на нагрузку.

Первичную обмотку совместно с цепью высокого напряжения называют первичной цепью, а внешнюю цепь, получающую измерительную информацию от вторичной обмотки трансформатора тока (т. е. нагрузку и соединительные провода), называют вторичной цепью. Цепь, образуемую вторичной обмоткой и присоединенной к ней вторичной цепью, называют ветвью вторичного тока.

Из принципиальной схемы трансформатора видно, что между первичной и вторичной обмотками не имеется электрической связи. Они изолированы друг от друга на полное рабочее напряжение. Это и позволяет осуществить непосредственное присоединение измерительных приборов или реле ко вторичной обмотке и тем самым исключить воздействие высокого напряжения, приложенного к первичной обмотке, на обслуживающий персонал. Так как обе обмотки наложены на один и тот же магнитопровод, то они являются магнитно-связанными.

На рис. 1-2 изображены только те элементы трансформатора тока, которые участвуют в преобразовании тока. Конечно, ТТ имеет много других элементов, обеспечивающих требуемый уровень изоляции, защиту от атмосферных воздействий, надлежащие монтажные и эксплуатационные характеристики. Однако они не принимают участия в преобразовании тока и будут рассматриваться ниже в соответствующих главах.

Перейдем к рассмотрению принципов действия трансформатора тока (рис. 1-2). По первичной обмотке *1* трансформатора тока проходит ток I_1, называемый первичным током. Он зависит только от параметров первичной цепи. Поэтому при анализе явлений, происходящих в трансформаторе тока, первичный ток можно считать заданной величиной. При прохождении первичного тока по первичной обмотке в магнитопроводе создается переменный магнитный поток Φ_1, изменяющийся с той же частотой, что и ток I_1. Магнитный поток Φ_1 охватывает витки как первичной, так и вторичной обмоток. Пересекая витки вторичной обмотки,

Цветкомсервис

магнитный поток Φ_1 при своем изменении индуцирует в ней электродвижущую силу. Если вторичная обмотка замкнута на некоторую нагрузку, т. е. к ней присоединена вторичная цепь, то в такой системе «вторичная обмотка — вторичная цепь» под действием индуцируемой э. д. с. будет проходить ток. Этот ток согласно закону Ленца будет иметь направление, противоположное направлению первичного тока I_1. Ток, проходящий по вторичной обмотке, создает в магнитопроводе переменный магнитный поток Φ_2, который направлен встречно магнитному потоку Φ_1. Вследствие этого магнитный поток в магнитопроводе, вызванный первичным током, будет уменьшаться.

В результате сложения магнитных потоков Φ_1 и Φ_2 в магнитопроводе устанавливается результирующий магнитный поток $\Phi_0 = \Phi_1 - \Phi_2$, составляющий несколько процентов магнитного потока Φ_1. Поток Φ_0 и является тем передаточным звеном, посредством которого осуществляется передача энергии от первичной обмотки ко вторичной в процессе преобразования тока.

Результирующий магнитный поток Φ_0, пересекая витки обеих обмоток, индуцирует при своем изменении в первичной обмотке противо-э. д. с. E_1, а во вторичной обмотке — э. д. с. E_2. Так как витки первичной и вторичной обмоток имеют примерно одинаковое сцепление с магнитным потоком в магнитопроводе (если пренебречь рассеянием), то в каждом витке обеих обмоток индуцируется одна и та же э. д. с. Под воздействием э. д. с. E_2 во вторичной обмотке протекает ток I_2, называемый вторичным током.

Если обозначить число витков первичной обмотки через w_1, а вторичной обмотки — через w_2, то при протекании по ним соответственно токов I_1 и I_2 в первичной обмотке создается магнитодвижущая сила $F_1 = I_1 w_1$, называемая первичной магнитодвижущей силой (м. д. с.), а во вторичной обмотке — магнитодвижущая сила $F_2 = I_2 w_2$, называемая вторичной м. д. с. Магнитодвижущая сила измеряется в амперах.

При отсутствии потерь энергии в процессе преобразования тока магнитодвижущие силы F_1 и F_2 должны быть численно равны, но направлены в противоположные стороны.

Трансформатор тока, у которого процесс преобразования тока не сопровождается потерями энергии, называется идеальным. Для идеального трансформатора тока справедливо следующее векторное равенство:

$$\dot{F}_1 = -\dot{F}_2 \qquad (1\text{-}1)$$

или

$$I_1 w_1 = I_2 w_2. \qquad (1\text{-}2)$$

Из равенства (1-2) следует, что

$$I_1/I_2 = w_2/w_1 = n, \qquad (1\text{-}3)$$

Центрмаг

т. е. токи в обмотках идеального трансформатора тока обратно пропорциональны числам витков.

Отношение первичного тока ко вторичному (I_1/I_2) или числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки (w_2/w_1) называется коэффициентом трансформации n идеального трансформатора тока.

Учитывая равенство (1-3), можно написать

$$I_1 = I_2 \frac{w_2}{w_1} = I_2 n, \tag{1-4}$$

т. е. первичный ток I_1 равен вторичному току I_2, умноженному на коэффициент трансформации трансформатора тока n.

В реальных ТТ преобразование тока сопровождается потерями энергии, расходуемой на создание магнитного потока в магнитопроводе, на нагрев и перемагничивание магнитопровода, а также на нагрев проводов вторичной обмотки и вторичной цепи. Эти потери энергии нарушают установленные выше равенства для абсолютных значений м. д. с. F_1 и F_2. В реальном трансформаторе первичная м. д. с. должна обеспечить создание необходимой вторичной м. д. с., а также дополнительной м. д. с., расходуемой на намагничивание магнитопровода и покрытие других потерь энергии. Следовательно, для реального трансформатора уравнение (1-1) будет иметь следующий вид:

$$\dot{F}_1 = \dot{F}_2 + \dot{F}_0, \tag{1-5}$$

где $\dot{F}_0$ — полная м. д. с. намагничивания, затрачиваемая на проведение магнитного потока Φ_0 по магнитопроводу, на нагрев и перемагничивание его.

В соответствии с этим равенство (1-2) примет вид

$$\dot{I}_1 w_1 = \dot{I}_2 w_2 + \dot{I}_0 w_1, \tag{1-6}$$

где $\dot{I}_0$ — ток намагничивания, создающий в магнитопроводе магнитный поток Φ_0 и являющийся частью первичного тока $\dot{I}_1$.

Разделив все члены уравнения (1-6) на w_1, получим

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 \frac{w_2}{w_1} + \dot{I}_0. \tag{1-7}$$

При первичном токе, не превышающем номинальный ток ТТ, ток намагничивания обычно составляет не более 1—3 % первичного тока и им можно пренебречь. Тогда (1-7) будет иметь такой же вид, как (1-4), т. е.

$$I_1 = I_2 n.$$

Таким образом, вторичный ток трансформатора пропорционален первичному току. Из выражений (1-4) и (1-7) следует, что для понижения измеряемого тока необходимо чтобы число витков вторичной обмотки было больше числа витков первичной обмотки

Центрмаг

Сравнивая формулы (1-2) и (1-5), видим, что они отличаются друг от друга членом F_0 (или $I_0\omega_1$). Следовательно, реальный трансформатор тока несколько искажает результаты измерений, т. е. имеет погрешности.

Иногда пользуются так называемым приведением тока к первичной или вторичной обмотке. Так, например, если разделить первичный ток на коэффициент трансформации, то получим первичный ток, приведенный ко вторичной обмотке: $I'_0 = I_1/n$. Аналогично приведенный ток намагничивания будет $I'_0 = I_0/n$. Тогда получим

$$\dot{I}'_1 = \dot{I}_2 + \dot{I}'_0. \qquad (1\text{-}8)$$

Путем такого приведения трансформатор тока заменяется эквивалентным ТТ с коэффициентом трансформации, равным единице

Из полученного равенства (1-8) следует, что часть приведенного первичного тока I'_1 идет на намагничивание магнитопровода, а остальная часть трансформируется во вторичную цепь, т. е. первичный ток I'_1 как бы разветвляется по двум параллельным цепям: по цепи нагрузки и цепи намагничивания. Этому соответствует схема замещения, приведенная на рис. 1-2, где в цепь ветви намагничивания z_0 от тока I'_1 ответвляется ток I'_0. Остальная часть тока I'_1 проходит по вторичной цепи, представляя собой вторичный ток I_2. Сопротивление первичной обмотки ТТ на схеме замещения не показано, так как оно не оказывает влияния на работу трансформатора.

Наглядное представление о работе реального трансформатора дает его векторная диаграмма, которая рассматривается в следующем параграфе.

1-3. ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА

Для построения векторной диаграммы трансформатора тока (рис. 1-3), соответствующего схеме замещения на рис. 1-2, должны быть известны следующие величины: 1) число витков ω_2, активное $r_{2\text{обм}}$ и индуктивное $x_{2\text{обм}}$ сопротивления (в омах) вторичной обмотки трансформатора тока; 2) средняя длина магнитного пути $l_м$ (в метрах) и расчетное поперечное сечение $S_м$ (в м^2) магнитопровода трансформатора тока; 3) материал магнитопровода и

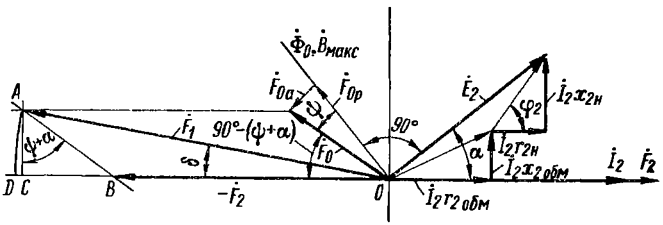


Рис. 1-3. Векторная диаграмма трансформатора тока

его магнитные свойства; 4) вторичная нагрузка $z_{2н} = \sqrt{r_{2н}^2 + x_{2н}^2}$, представляющая собой полное сопротивление (в омах) всех приборов и реле, включенных во вторичную цепь, а также соединительных проводов в ней; здесь $r_{2н}$ — активное сопротивление вторичной цепи, $x_{2н}$ — индуктивное сопротивление вторичной цепи.

Векторную диаграмму трансформатора тока изобразим в прямоугольной системе координат. Ось абсцисс примем совпадающей с вектором вторичного тока $\dot{I}_2$. Построение векторной диаграммы производим следующим образом. От начала координат (точка O) отложим вправо вектор вторичного тока $\dot{I}_2$ (или пропорциональную ему м. д. с. $\dot{F}_2$) и вектор активной составляющей падения напряжения на вторичной обмотке $\dot{I}_2 r_{2\,обм}$, совпадающий по направлению с вектором тока $\dot{I}_2$. Из конца вектора $\dot{I}_2 r_{2\,обм}$ под прямым углом к нему отложим вектор индуктивной составляющей падения напряжения на вторичной обмотке $\dot{I}_2 x_{2\,обм}$. Из конца этого вектора параллельно $\dot{I}_2$ отложим вектор активной составляющей падения напряжения на нагрузке $\dot{I}_2 r_{2н}$. Вектор индуктивной составляющей на нагрузке $\dot{I}_2 x_{2н}$ проводим из конца вектора $\dot{I}_2 r_{2н}$ перпендикулярно ему. Результирующий вектор дает э. д. с. вторичной обмотки (в вольтах):

$$E_2 = I_2 \sqrt{(r_{2\,обм} + r_{2н})^2 + (x_{2\,обм} + x_{2н})^2}. \qquad (1\text{-}9)$$

Фазовый сдвиг между вторичной э. д. с. $\dot{E}_2$ и вторичным током $\dot{I}_2$ будет

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{x_{2\,обм} + x_{2н}}{r_{2\,обм} + r_{2н}}.$$

Из курса теоретических основ электротехники известно, что магнитный поток опережает создаваемую им э. д. с. на 90°. Магнитная индукция совпадает по направлению с магнитным потоком. Ее максимальное значение (в теслах) может быть определено по формуле

$$B_{макс} = \frac{E_2}{4{,}44 f S_м w_2} = \frac{0{,}225 E_2}{f S_м w_2}, \qquad (1\text{-}10)$$

где E_2 определяется по (1-9), В; $S_м$ — расчетная площадь поперечного сечения магнитопровода, м^2; f — частота тока I_1, Гц.

Нанесем на векторную диаграмму направление векторов магнитного потока $\dot{\Phi}_0$ и индукции $\dot{B}_{макс}$. Зная направление этих векторов, можно построить вектор полной м. д. с. намагничивания $\dot{F}_0$. Он должен опережать векторы $\dot{\Phi}_0$ и $\dot{B}_{макс}$ на угол ψ. Этот угол, называемый у г л о м п о т е р ь, характеризует отношение активной составляющей $\dot{F}_{0а}$ м. д. с. намагничивания $\dot{F}_0$ в магнитопроводе к реактивной составляющей $\dot{F}_{0р}$. Угол потерь можно определить по экспериментальной кривой, снятой для данного

Центрмаг

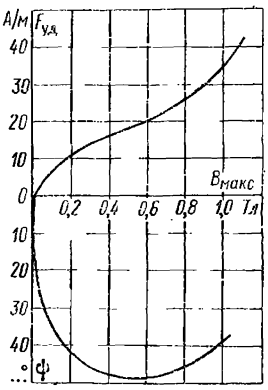


Рис. 1-4. Типичные зависимости удельной м. д. с. и угла потерь от индукции

магнитного материала *. Эта кривая представляет собой зависимость угла потерь (в градусах) от магнитной индукции $\psi = f(B_{макс})$. Для примера на рис. 1-4 представлена зависимость удельной м. д. с. намагничивания $F_{уд}$ и угла потерь ψ в электротехнической стали марки 3413 от индукции $B_{макс}$.

Абсолютное значение полной м. д. с. намагничивания

$$F_0 = F_{уд} l_м, \qquad (1\text{-}11)$$

где $F_{уд}$ — удельная м. д. с. намагничивания (приходящаяся на 1 м длины магнитного пути в магнитопроводе), А/м; $l_м$ — средняя длина магнитного пути в магнитопроводе, м.

Удельная м. д. с. $F_{уд}$ определяется по кривой намагничивания, которая представляет собой зависимость максимальной магнитной индукции от удельной м. д. с. намагничивания $B_{макс} = f(F_{уд})$. Кривые намагничивания снимаются экспериментально для магнитопровода из стали данной марки.

При расчете трансформаторов тока чаще пользуются так называемой перевернутой кривой намагничивания. Эта зависимость удельной м. д. с. от магнитной индукции $F_{уд} = f(B_{макс})$ изображена на рис. 1-4.

Определив по (1-11) значение полной м. д. с. намагничивания $\dot{F}_0$, строим вектор ее под углом ψ к вектору $\dot{\Phi}_0$ (с опережением). Зная векторы $\dot{F}_2$ и $\dot{F}_0$, нетрудно определить вектор первичной м. д. с. $\dot{F}_1$. Для этого влево от начала координат откладываем вектор $\dot{F}_2$. Геометрическим сложением векторов $\dot{F}_2$ и $\dot{F}_0$ определим вектор первичной м. д. с. $\dot{F}_1$.

Мы построили векторую диаграмму ТТ, оперируя магнитодвижущими силами. Однако можно построить векторную диаграмму ТТ, исходя из базисного вектора тока $\dot{I}_2$. Конечно, все токи должны быть приведены к первичной или вторичной обмотке в соответствии с формулой (1-8).

Векторная диаграмма наглядно показывает соотношения между основными параметрами ТТ (токи, сопротивления и т. д.). Видно, что в реальном ТТ первичная м. д. с. несколько больше вторичной,

---

* Здесь и в дальнейшем марки стали обозначаются в соответствии с ГОСТ 21427.0—75:

Новое обозначение . .	1211	1511	1512	1513	1562	1572	3411	3412	3413	3414
Прежнее обозначение .	Э11	Э41	Э42	Э43	Э46	Э48	Э310	Э320	Э330	Э330А

ЦентрМел

так как часть энергии, подводимой к первичной обмотке, затрачивается на создание м. д. с. намагничивания F_0. Следовательно, и первичный ток несколько больше вторичного. Кроме того, угол между векторами первичной и вторичной м. д. с. (и соответственно между токами $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$) несколько меньше 180°. Таким образом, реальный ТТ вносит некоторую погрешность как в измеряемое значение, так и в фазу вторичного тока. Этот вопрос более подробно будет рассмотрен в гл. 2.

1-4. УСЛОВИЯ РАБОТЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Трансформаторам тока приходится работать в различных режимах, имеющих место в электрической цепи, а именно в установившемся и переходном режимах.

Установившимся называют режим работы ТТ, при котором токи в первичной и вторичной обмотках ТТ не содержат затухающих свободных апериодических и периодических составляющих. Одним из видов установившегося режима является нормальный режим работы ТТ, при котором первичный и вторичный токи, погрешности различных видов и напряжения между обмотками ТТ не превышают длительно допустимых при заданных условиях эксплуатации. К установившимся режимам относится также трансформация тока к. з. или другого тока, отличающегося от нормального рабочего тока установки, после затухания свободных составляющих.

Переходным режимом работы ТТ называют электромагнитный процесс, возникающий при переходе от одного режима к другому вследствие резкого изменения параметров первичного тока или нагрузки ТТ (например, при к. з. или коммутациях в первичной цепи либо при внезапном замыкании накоротко ветви вторичного тока). При переходном режиме по первичной и вторичной обмоткам ТТ проходят свободные затухающие составляющие токов.

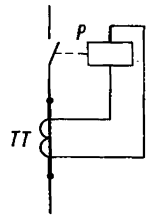
При правильном выборе ТТ токи в его обмотках ни при установившихся, ни при переходных режимах не должны превышать допустимые по термической и динамической стойкости. При этом погрешности различных видов также не должны быть больше допустимых в этих режимах погрешностей.

Условия работы ТТ, предназначенного для измерений, существенно отличаются от условий работы ТТ, используемого для защиты. Основным режимом работы ТТ для измерений является нормальный режим. В этом режиме ТТ должен обеспечить пропорциональное воспроизведение первичного тока с наименьшими погрешностями как модуля, так и фазы. Работа ТТ для измерений при нормальном режиме рассмотрена в гл. 2.

Работа большей части ТТ для защиты начинается лишь с момента возникновения в линии или в оборудовании аварийного состояния, характеризующегося током перегрузки или током ко-

Центрирование

Рис. 1-5. Схема максимальной токовой защиты



роткого замыкания, в несколько раз превосходящим рабочий ток линии. К ТТ для защиты предъявляются самые разнообразные требования, обусловленные назначением защиты и схемой ее. Эти вопросы подробно рассмотрены в специальной литературе [5, 33, 43]. Ниже остановимся на нескольких простейших схемах защиты лишь для того, чтобы показать условия работы в них ТТ.

В схемах максимальной токовой защиты (рис. 1-5) ТТ должен обеспечить в цепи защиты полную мощность, необходимую для срабатывания реле *P* при перегрузках или токах короткого замыкания. Это требование сравнительно легкое, и его нетрудно выполнить.

В схемах дифференциальной защиты (рис. 1-6) к ТТ предъявляются значительно более сложные требования, а именно:

1) они должны обеспечивать безотказное срабатывание защиты при повреждении в зоне ее действия; для этого разность вторичных токов спаренных *TT1* и *TT2* должна превышать ток срабатывания реле *P* (левый рисунок);

2) они не должны вызывать ложных действий защиты при повреждении вне зоны ее действия (т. е. при сквозных токах); для этого токи небаланса спаренных *TT1* и *TT2* должны быть меньше тока срабатывания реле *P* (правый рисунок).

Дифференциальная защита выполняется таким образом, что перед защищаемым участком высоковольтной линии (или генератором, трансформатором) и после него включается по одному ТТ. Вторичные обмотки этих ТТ соединяются последовательно и согласно (т. е. начало вторичной обмотки *TT1* соединено с концом вторичной обмотки *TT2*). Реле *P* присоединено параллельно обеим вторичным обмоткам ТТ. Коэффициенты трансформации *TT1* и *TT2* подобраны таким образом, чтобы при нормальном режиме работы их вторичные токи были одинаковы. В этом случае при

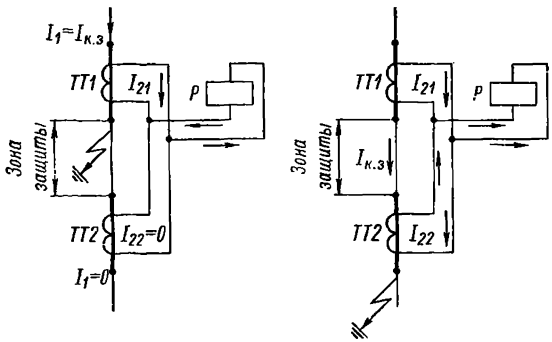


Рис. 1-6. Схемы дифференциальной защиты

нормальном режиме вторичный ток *TT1* I_{21} будет совпадать со вторичным током *TT2* I_{22} как по абсолютному значению, так и по фазе. Следовательно, через обмотку реле *P* уравнительный ток не пойдет.

В момент короткого замыкания в зоне защиты при одностороннем питании участка вторичный ток I_{22} будет равен нулю, а при двустороннем питании будет складываться с током I_{21}. Следовательно, через реле *P* будет проходить ток, и оно подаст команду на отключение поврежденного участка. При коротком замыкании вне зоны защиты вторичные токи в *TT1* и *TT2* увеличатся в одинаковой степени и, следовательно, по обмотке реле *P* будет проходить лишь небольшой ток небаланса и оно не сработает.

Таким образом, для надежной работы ТТ в схемах дифференциальной защиты необходимо, чтобы характеристики ТТ были практически одинаковы. Это ограничивает токи небаланса при сквозных токах короткого замыкания. Поэтому погрешности ТТ для защиты не должны превосходить определенного значения при больших кратностях первичного тока. Вопросы расчета ТТ в переходных режимах рассмотрены в гл. 3 и 4.

Для защиты линии или электрооборудования применяется несколько различных защит. В зависимости от назначения защищаемого объекта, числа и параметров примененных на нем видов защиты может потребоваться два, три и более защитных ТТ, а также ТТ для измерений. Изготавливать такое число отдельных ТТ экономически нецелесообразно. Поэтому высоковольтный трансформатор тока представляет собой изоляционную конструкцию, внутри которой размещены два-три трансформатора тока для релейной защиты и один для измерений. Каждый из этих ТТ имеет отдельный магнитопровод со вторичной обмоткой. Первичная обмотка является общей для всех трансформаторов.

1-5. УДЕЛЬНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ, ФИЗИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОБОБЩЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Электромагнитные трансформаторы тока различных типов и исполнений с физической точки зрения имеют много общего. Это позволяет успешно применять при их исследовании, расчете, проектировании и выборе следующие методы, вытекающие из теории подобия.

Метод удельных величин. Данный метод начал внедряться в практику расчетов трансформаторов тока в 1950-х годах [79]. Применимость метода вытекает из критериев подобия [86, 88], согласно которым при частоте первичного тока примерно до 1000 Гц, одинаковой для всех сравниваемых ТТ, и совпадении кривых намагничивания их магнитопроводов установившиеся процессы в них протекают одинаково, если равны удельные значения их первичного тока $i_{1\,уд}$, активного сопротивления ветви вторичного тока $r_{2\,уд}$ и ее индуктивности $L_{2\,уд}$. Последняя пред-

ставляет собой суммарную индуктивность нагрузки и рассеяния вторичной обмотки. При указанных условиях получаются одинаковыми и другие удельные величины (характеризующие режим работы ТТ), а также погрешность трансформаторов тока.

Метод удельных величин применим также для анализа переходных режимов ТТ при выполнении некоторых дополнительных условий, указанных в § 4-3 работы [97].

На практике встречаются различные трансформаторы тока с близкими кривыми намагничивания, работающие при одинаковой, относительно низкой частоте, например в энергосистемах при частоте 50 Гц или в автономных установках при частоте 400 Гц. Это позволяет проводить анализ и расчет любого установившегося или переходного режима работы этих ТТ в общей и наглядной форме с помощью удельных электрических величин.

Удельные величины представляют собой электрические величины, отнесенные к единице длины средней магнитной линии, к единице площади поперечного сечения магнитопровода и к одному витку первичной (вторичной) обмотки. Таким образом из всех уравнений, а также из выражений электрических величин исключаются конкретные размеры и данные обмоток трансформатора.

Удельные величины определяются следующими формулами [79, 89]:

$$i_{1\,уд} = \frac{i_1 w_1}{l_м}; \quad i_{2\,уд} = \frac{i_2 w_2}{l_м}; \quad i_{0\,уд} = \frac{i_0 w_1}{l_м}; \tag{1-12}$$

$$L_{0\,уд} = \frac{L_0 l_м}{S_м w_2^2} = \mu_a; \quad L_{2\,уд} = \frac{L_2 l_м}{S_м w_2^2}; \tag{1-13}$$

$$r_{2\,уд} = \frac{r_2 l_м}{S_м w_2^2}; \quad x_{2\,уд} = \frac{x_2 l_м}{S_м w_2^2}; \quad z_{2\,уд} = \frac{z_2 l_м}{S_м w_2^2}; \quad x_{0\,уд} = \frac{x_0 l_м}{S_м w_2^2}; \tag{1-14}$$

$$u_{2\,уд} = \frac{u_2}{S_м w_2}; \tag{1-15}$$

$$P_{2\,уд} = \frac{P_2}{S_м l_м}; \quad P_{0\,уд} = \frac{P_0}{S_м l_м}; \tag{1-16}$$

$$\Psi_{0\,уд} = B = \frac{\Psi}{S_м w_2^2}. \tag{1-17}$$

В этих формулах i — токи, А; u — напряжения, В; Ψ — потокосцепление, Вб; L — индуктивности, Гн; μ_a — абсолютная магнитная проницаемость, Гн/м; B — индукция, Тл; P_2 и P_0 — полная мощность вторичного тока и тока намагничивания, В·А; r, x и z — соответственно активное, индуктивное и полное сопротивления при заданной частоте, Ом; w — числа витков обмоток; L_0 — индуктивность ветви намагничивания, Гн; $L_2 = L_{2\,обм} + L_{2н}$ — суммарная индуктивность вторичной обмотки $L_{2\,обм}$ и нагрузки в ветви вторичного тока $L_{2н}$, Гн.

ЦентрМаг

Равенства (1-12)—(1-17) действительны при любой форме магнитопровода трансформатора тока. В частном случае тороидального магнитопровода

$$l_м = 0{,}5\pi (d_н + d_{вн}); \quad S_м = 0{,}5h\eta_м (d_н - d_{вн}),$$

где $l_м$ — средняя длина магнитной линии в магнитопроводе, м; $S_м$ — действительная площадь поперечного сечения магнитопровода (т. е. сечения стали магнитопровода), м^2; $d_н$ и $d_{вн}$ — наружный и внутренний диаметры магнитопровода, м; h — высота его, м; $\eta_м$ — коэффициент, заполнения магнитопровода сталью.

В зависимости от условий расчета значения i, u, $\mu_а$ и B могут быть средними, действующими (среднеквадратическими) или максимальными.

Индексами 1, 2 и 0 отмечены величины, относящиеся соответственно к первичной цепи, ветви вторичного тока и ветви намагничивания ТТ, а индексом «уд» — соответствующие удельные величины.

Если действительное поперечное сечение магнитопровода $S_м$ изменяется вдоль средней магнитной силовой линии, то за $S_м$ принимается его значение в некоторой заданной точке этой линии.

Активное, индуктивное и полное сопротивления ветви вторичного тока обозначаются соответственно через r_2, x_2 и z_2 и в схеме замещения (см. рис. 1-2) находятся в нагрузочной ветви. Они равны:

$$r_2 = r_{2\,обм} + r_{2н}; \quad x_2 = x_{2\,обм} + x_{2н};$$

$$z_2 = \sqrt{(r_{2н} + r_{2\,обм})^2 + (x_{2н} + x_{2\,обм})^2},$$

где $r_{2\,обм}$, $x_{2\,обм}$ и $z_{2\,обм}$ — соответственно активное, индуктивное и полное сопротивления вторичной обмотки, Ом; $r_{2н}$, $x_{2н}$ и $z_{2н}$ — активное, индуктивное и полное сопротивления нагрузки с учетом соединительных проводов между ней и вторичной обмоткой ТТ, Ом.

Из формул (1-12)—(1-17) следует, что удельные величины имеют следующую размерность: $[i_{1\,уд}]$ = А/м; $[L_{уд}]$ = Гн/м; $[r_{уд}] = [x_{уд}] = [z_{уд}]$ = Ом/м; $[u_{уд}]$ = В/м^2; $[P_{уд}]$ = Вт/м^3 и $[\Psi_{уд}]$ = Тл.

Соотношения, аналогичные (1-12), (1-15) и (1-16), можно записать для любых составляющих тока, напряжения и мощности ТТ.

Некоторые из удельных величин широко используются при анализе магнитных цепей и имеют собственные наименования. Так, например, удельный ток намагничивания представляет собой напряженность магнитного поля в магнитопроводе ($i_{0\,уд} = H$), удельная индуктивность намагничивания — абсолютную магнитную проницаемость ($L_{0\,уд} = \mu_а$), удельное потокосцепление, обусловленное потоком в магнитопроводе, — индукцию в магнито-

проводе ($\Psi_{0\,уд} = B$). Реже именуются напряженностью первичный и вторичный удельные токи $i_{1\,уд} = H_1$ и $i_{2\,уд} = H_2$.

Рассмотрим пример определения удельных величин.

Пример 1-1. Определить действующее значение удельного номинального тока и удельное полное сопротивление ветви вторичного тока для трансформатора тока с номинальным первичным током $I_{1н} = 2000$ А. Число витков первичной обмотки $w_1 = 1$, а вторичной обмотки $w_2 = 400$. Площадь поперечного сечения магнитопровода $S_м = 0{,}0033$ м², а его средняя длина $l_м = 0{,}52$ м. Полное сопротивление ветви вторичного тока равно $z_2 = 2{,}5$ Ом. По (1-12) и (1-14) находим

$$I_{1\,уд} = \frac{2000 \cdot 1}{0{,}52} = 3850 \text{ А/м}; \quad z_{2\,уд} = \frac{2{,}5 \cdot 0{,}52}{0{,}0033\,(400)^2} = 2{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ Ом/м}.$$

Если пренебречь погрешностью ТТ и считать, что $I_{2\,уд} = I_{1\,уд}$, то удельное напряжение на нагрузке и мощность согласно (1-15) и (1-16) будут

$$u_{2\,уд} = \frac{u_2}{S_м w_2} = \frac{I_2 z_2}{S_м w_2} = \frac{5 \cdot 2{,}5}{0{,}0033 \cdot 400} = 9{,}47 \text{ В/м}^2;$$

$$P_{2\,уд} = \frac{P_2}{S_м l_м} = \frac{I_2 u_2}{S_м l_м} = \frac{5 \cdot 12{,}5}{0{,}0033 \cdot 0{,}52} = 36\,422 \text{ В} \cdot \text{А/м}^3.$$

В соответствии с методом удельных величин при наличии данных, полученных для некоторого ТТ, например, расчетным путем или в результате физического моделирования и отнесенных к единичным размерам и к одному витку обмотки, можно при определенных, указанных выше условиях подсчитать соответствующие параметры трансформатора тока заданных размеров. Будем именовать ТТ, послуживший для определения исходных удельных величин, моделью, а реальный трансформатор, параметры которого определяются, — оригиналом.

Возможности метода удельных величин при моделировании можно проиллюстрировать наглядными схемами (рис. 1-7). Пусть два одинаковых ТТ с размерами магнитопровода $S_м$ и $l_м$ и числами витков обмоток w_1 и w_2 работают в одном и том же режиме с первичным током i_1 на одинаковые нагрузки $z_{2н}$. Полное сопротивление вторичной обмотки каждого из этих ТТ одинаково и равно $z_{2\,обм}$. Следовательно, одинаковы и полные сопротивления их ветвей вторичного тока.

Соединим первичные и вторичные цепи указанных выше ТТ последовательно, как показано на рис. 1-7, *а*. Очевидно, что полученная схема полностью эквивалентна схеме *б*, в которой оба магнитопровода объединены в один с той же длиной средней магнитной линии $l_м$, но с сечением $2S_м$. Отдельные первичные и вторичные обмотки этих ТТ заменены соответственно общими обмотками с теми же числами витков w_1 и w_2, а сопротивление нагрузки равно $2z_{2н}$. При заданном токе i_1 удельные электрические величины $i_{1\,уд}$, $i_{2\,уд}$, $u_{2\,уд}$, $z_{2\,уд}$ и другие, а также соотношение между токами i_1 и i_2 в этой схеме будут такими же, как в каждом исходном ТТ. Следовательно, один из исходных ТТ в схеме *а* может быть моделью, а составной ТТ в схеме *б* — оригиналом (или наоборот).

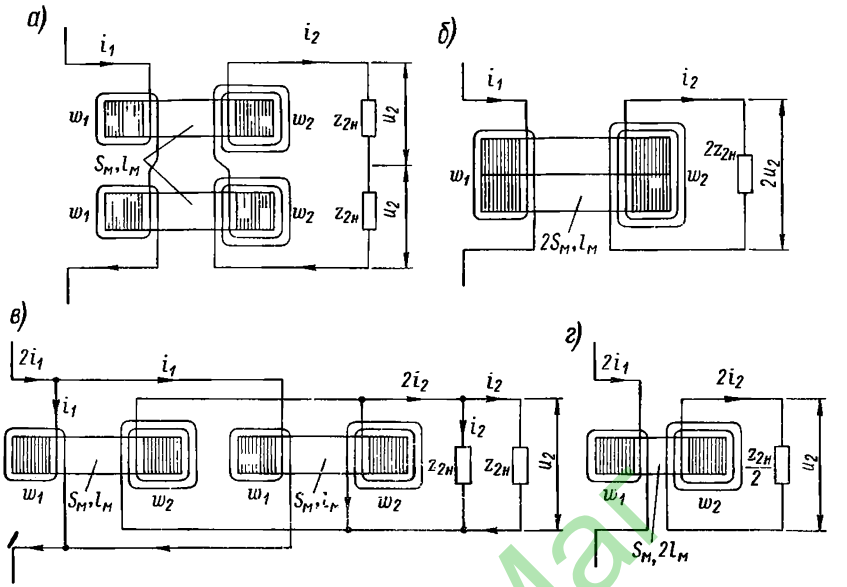


Рис. 1-7. Замена двух трансформаторов тока одним при одинаковых удельных электрических величинах

Рассуждая аналогично, можно показать что, соединив первичные и вторичные цепи обоих ТТ соответственно параллельно (схема *в*), а затем заменив эти трансформаторы одним ТТ с магнитопроводом из того же материала, с тем же сечением $S_м$, но с длиной $2l_м$ и нагрузкой $0{,}5z_{2н}$, при первичном токе $2i_1$ (схема *г*) также получим все удельные величины и соотношение между токами i_1 и i_2, не отличающиеся от имевших место для одного из исходных ТТ. И в этом случае один из ТТ в схеме *в* может послужить моделью для ТТ в схеме *г*. К тому же результату придем, если будем рассматривать не два, а любое другое число одинаковых ТТ, соединяя их цепи последовательно или параллельно.

Определив удельные величины по данным расчета или испытания одного ТТ, который можно считать моделью, можем распространить эти результаты на любой другой ТТ-оригинал в соответствии с его действительными размерами.

В дополнение к изложенному следует отметить, что в случае несинусоидального тока i_1 при использовании метода удельных величин должны быть равны в соответствующие моменты времени мгновенные удельные первичные токи модели и оригинала.

В тех случаях, когда рассматриваемый ТТ (оригинал) подвержен заметному влиянию внешних магнитных полей, при сложной конфигурации магнитопроводов, а также когда на трансформацию токов влияет взаимное расположение обмоток этого ТТ, для применения метода удельных величин при моделировании дополни-

Цент Маг

тельно требуется геометрическое подобие модели и оригинала. Требование подобия распространяется на магнитопроводы и на взаимное расположение обмоток трансформатора и внешних контуров с токами, влияющими на наш ТТ; эти токи в модели и в оригинале должны быть пропорциональны линейным размерам контуров.

Физическое моделирование ТТ. Исходя из вышеизложенного, экспериментальное исследование ТТ можно проводить не на громоздких реальных трансформаторах, потребляющих большую мощность, а на уменьшенных образцах, представляющих собой их физические модели. Эквивалентность режимов модели и оригинала обеспечивается равенством критериев подобия [88]. Обычно это требование сводится к равенству указанных выше удельных величин, выбору одинакового материала магнитопроводов и проведению эксперимента на частоте оригинала.

При необходимости учитывать влияние взаимного расположения обмоток, внешних токов, а также сложной конфигурации магнитопроводов (например, при наличии немагнитных зазоров в магнитопроводе) требуется геометрическое подобие модели и оригинала. Поскольку в соответствии с уравнениями (1-16) мощность, затрачиваемая на намагничивание ТТ и потребляемая нагрузкой при одинаковых ее удельных значениях в модели и оригинале, пропорциональна объему магнитопровода, применение уменьшенных моделей позволяет настолько снизить общую потребляемую мощность, что на таких моделях экспериментальное исследование большинства режимов ТТ, не только установившихся но и переходных, можно провести в лабораторных условиях.

Физическое моделирование может быть применено и при разработке трансформаторов тока для измерений больших токов (25 000—40 000 А). Определить экспериментально погрешности такого трансформатора в нормальном режиме не всегда представляется возможным из-за отсутствия лабораторной базы, позволяющей получать токи 25 000—40 000 А. Сделав физическую модель такого ТТ с первичным током 2000—5000 А, несложно провести его полноценные исследования.

На практике экспериментальные установки питаются от источника напряжения. Для получения режима источника тока, т. е. для устранения зависимости тока от сопротивления модели ТТ, в первичную цепь физической модели ТТ, как показывает опыт, необходимо включить сопротивление [88]

$$z_{1\,\text{мод}} \geqslant 15\, z_{2\,\text{мод}} (w_{1\,\text{мод}}/w_{2\,\text{мод}})^2. \qquad (1\text{-}18)$$

Уменьшение размеров ТТ, применяемого в качестве модели, ограничивается необходимостью разместить в окне его магнитопровода первичную и вторичную обмотки достаточного сечения. Если принять, что целиком заполненное окно магнитопровода модели делится поровну между первичной и вторичной обмотками, то при расположении вторичной обмотки модели под первичной

и соблюдении геометрического подобия магнитопровода оригинала и модели его минимальный внутренний диаметр можно определить с помощью выражения (в метрах)

$$D_{\text{в. мод}} = 1{,}6 \sqrt{\frac{q_{2\,\text{ор}} w_{2\,\text{ор}}}{K_{\text{зап. мод}}} \left(1 + \frac{0{,}29\, D_{\text{в. ор}}}{a_{\text{ор}} + h_{\text{ор}}}\right)}, \qquad (1\text{-}19)$$

где $q_{2\,\text{ор}}$ — поперечное сечение токоведущего провода вторичной обмотки оригинала, м^2; $w_{2\,\text{ор}}$ — число витков вторичной обмотки оригинала; $a_{\text{ор}}$, $h_{\text{ор}}$ — соответственно ширина и высота сечения магнитопровода без изоляции, м; $D_{\text{в. ор}}$ — внутренний диаметр неизолированного магнитопровода оригинала, м; $K_{\text{зап. мод}}$ — коэффициент заполнения окна магнитопровода модели вторичной обмоткой.

Выражение (1-19) получено из условия равенства удельных активных сопротивлений вторичной обмотки оригинала и модели. Выполнение этого условия позволяет моделировать режим к. з. оригинала.

Зная внутренний диаметр, остальные размеры магнитопровода модели определим при его геометрическом подобии в соответствии с линейным масштабом

$$m_l = D_{\text{в. мод}}/D_{\text{в. ор}}, \qquad (1\text{-}20)$$

т. е. $a_{\text{мод}} = m_l a_{\text{ф}}$; $h_{\text{мод}} = m_l h_{\text{ор}}$, где $a_{\text{мод}}$ и $h_{\text{мод}}$ — соответственно ширина и высота сечения магнитопровода модели (без изоляции).

Следует более подробно остановиться на определении коэффициента $K_{\text{зап. мод}}$. Этот коэффициент представляет собой отношение суммы поперечных сечений витков токоведущего провода вторичной обмотки, находящихся внутри магнитопровода, к площади, занимаемой изолированной вторичной обмоткой в этом окне. Коэффициент заполнения будет зависеть от типа обмотки (намотана на каркас или непосредственно на магнитопровод), от наличия межслоевой изоляции и от других факторов.

Для вторичной обмотки, намотанной на каркас, коэффициент заполнения равен (рис. 1-8):

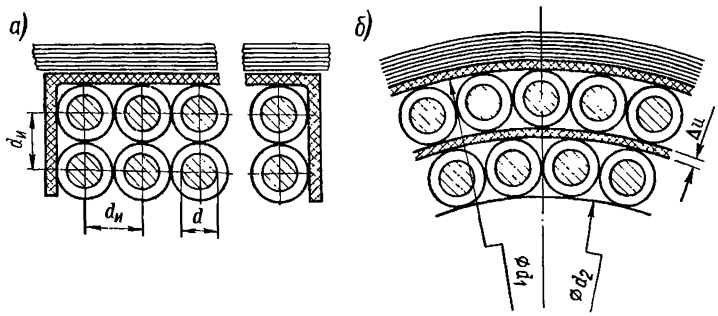


Рис. 1-8. К определению коэффициента заполнения

без межслоевой изоляции

$$K_{\text{зап. мод}} = k_{\text{у}} \frac{\pi d^2}{4d_{\text{и}}^2}; \qquad (1\text{-}21)$$

с межслоевой изоляцией

$$K_{\text{зап. мод}} = k_{\text{у}} \frac{\pi d^2}{4d_{\text{и}}(d_{\text{и}} + \Delta u)}, \qquad (1\text{-}22)$$

где d — диаметр токоведущего провода, м; $d_{\text{и}}$ — диаметр провода с изоляцией, м; Δu — толщина межслоевой изоляции, м; $k_{\text{у}}$ — коэффициент качества укладки провода вторичной обмотки.

Коэффициент $k_{\text{у}}$ зависит от способа намотки. При рядовой намотке, когда витки одного слоя укладываются плотно друг к другу, а витки смежных слоев располагаются один над другим (рис. 1-8, *а*), коэффициент $k_{\text{у}} = 0{,}9 \div 0{,}95$. При шахматной намотке, когда витки верхнего слоя укладываются в промежутках между витками нижнего слоя, коэффициент $k_{\text{у}} = 0{,}95 \div 1{,}05$.

Для вторичной обмотки, намотанной на предварительно изолированный кольцевой магнитопровод (рис. 1-8, *б*), коэффициент заполнения

$$K_{\text{зап. мод}} = \frac{q_{2\,\text{мод}}\, w_{2\,\text{мод}}}{0{,}785\,(d_1^2 - d_2^2)}, \qquad (1\text{-}23)$$

где d_1 — внутренний диаметр изолированного магнитопровода, м; d_2 — внутренний диаметр магнитопровода со вторичной обмоткой, м.

Если геометрического подобия магнитопроводов не требуется, то минимальные размеры модели можно определить по формулам, приведенным в [88].

Рассмотрим пример определения размеров модели.

Пример 1-2. Определить параметры модели ТТ типа ТФН220 с минимальным объемом магнитопровода и полным заполнением его окна первичной и вторичной обмотками при соблюдении геометрического подобия магнитопроводов. Максимальная кратность тока, при которой надо проверить работу ТТ ТФН220 на модели, $K = 10$. Максимальный ток, который можно получить с помощью лабораторной установки, равен 200 А.

Расчетные данные ТТ типа ТФН220: номинальный первичный ток 2000 А; числа витков: $w_1 = 1$; $w_2 = 1990$; внутренний диаметр магнитопровода $D_{\text{вн. ор}} = 0{,}453$ м; ширина магнитопровода $a_{\text{ор}} = 0{,}054$ м; высота $h_{\text{ор}} = 0{,}04$ м; средняя длина магнитопровода $l_{\text{м. ор}} = 1{,}59$ м; вторичная обмотка выполнена проводом марки ПБД с наружным диаметром $d_{2\,\text{н. ор}} = 1{,}45 \cdot 10^{-3}$ м, внутренним диаметром $d_{\text{в. ор}} = 1{,}12 \cdot 10^{-3}$ м, поперечное сечение его $q_{2\text{ор}} = 1 \cdot 10^{-6}$ м^2; средняя длина одного витка вторичной обмотки $l_{\text{вит. ор}} = 0{,}21$ м.

Задаемся произвольно маркой провода вторичной обмотки модели и его диаметром. Берем провод марки ПЭЛ с диаметром медной проволоки 0,62 мм и диаметром изолированного провода 0,66 мм. Толщину изоляции между слоями примем $\Delta u = 0{,}3$ мм.

По (1-22) определяем коэффициент

$$K_{\text{зап. мод}} = \frac{\pi \cdot 0{,}62^2}{4 \cdot 0{,}66\,(0{,}66 + 0{,}3)} = 0{,}476.$$

ЦентрМаг

В соответствии с (1-19) внутренний диаметр магнитопровода модели минимального объема

$$D_{\text{в. мод}} = 1{,}6\sqrt{\frac{1\cdot10^{-6}\cdot1990}{0{,}476}\left(1+\frac{0{,}29\cdot0{,}453}{0{,}054+0{,}04}\right)} = 0{,}163 \text{ м}.$$

По формуле (1-20) определяем линейный масштаб $m_l = 0{,}163 : 0{,}453 = 0{,}360$. Тогда

$$a_{\text{мод}} = 0{,}054\cdot0{,}360 = 0{,}0194 \text{ м}; \; h_{\text{мод}} = 0{,}04\cdot0{,}360 = 0{,}0142 \text{ м}.$$

Наружный диаметр магнитопровода модели

$$D_{\text{н. мод}} = 0{,}163 + 2\cdot0{,}0194 = 0{,}202 \text{ м};$$

средняя длина магнитопровода

$$l_{\text{м. мод}} = \frac{\pi\,(0{,}202+0{,}163)}{2} = 0{,}573 \text{ м}.$$

Число витков первичной обмотки определим из условия равенства удельных первичных токов в оригинале и модели при максимальном первичном токе оригинала и максимальном допустимом токе лабораторной установки, от которой питается модель:

$$\frac{KI_{1\text{ ор}}w_{1\text{ ор}}}{l_{\text{м. ор}}} = \frac{I_{1\text{ мод. макс}}w_{1\text{ мод}}}{l_{\text{м. мод}}}; \quad w_{1\text{ мод}} = \frac{2000\cdot10\cdot1\cdot0{,}53}{200\cdot1{,}59} = 36.$$

Принимаем $w_{1\text{мод}} = 40$ вит. Тогда максимальный первичный ток модели будет 177 А. Сечение провода первичной обмотки необходимо выбрать по условиям нагрева, учитывая, что длительность тока будет около 3 с.

Примем отношение витков вторичной и первичной обмоток модели равным, например, 100. Тогда $w_{2\text{мод}} = 4000$ вит.

При равных удельных сопротивлениях вторичных обмоток в модели и оригинале на основе (1-14) получим, что диаметр провода вторичной обмотки модели будет

$$d_{2\text{ мод}} = \sqrt{\frac{l_{\text{вит. мод}}l_{\text{м. мод}}d^2_{2\text{ор}}S_{\text{м. ор}}w_{2\text{ ор}}}{S_{\text{м. мод}}w_{2\text{ мод}}l_{\text{вит. ор}}l_{\text{м.ор}}}}.$$

Среднюю длину витка вторичной обмотки модели, расположенной под первичной обмоткой, при полном заполнении окна магнитопровода и разделении окна пополам между первичной и вторичной обмотками можно определить по выражению

$$l_{\text{вит. мод}} = 2\,(a_{\text{мод}} + h_{\text{мод}} + 0{,}29D_{\text{в.мод}}) =$$
$$= 2\,(0{,}0194 + 0{,}0142 + 0{,}29\cdot0{,}163) = 0{,}162 \text{ м}.$$

Тогда

$$d_{2\text{ мод}} = \sqrt{\frac{0{,}162\cdot0{,}573\cdot1{,}12^2\cdot10^{-6}\cdot0{,}054\cdot0{,}04\cdot1990}{0{,}0194\cdot0{,}0142\cdot4000\cdot0{,}21\cdot1{,}59}} = 1{,}16\cdot10^{-3} \text{ м}.$$

Для проверки сопоставим площадь, занимаемую вторичной обмоткой модели, с площадью сечения ее магнитопровода. Если принять, что провод имеет диаметр, равный $1{,}16\cdot10^{-3}$ м, и обеспечить $K_{\text{зап. мод}} = 0{,}475$, как это было принято в начале расчета, то сеченне провода вторичной обмотки будет

$$q_{2\text{ мод}} = 0{,}25\pi\cdot1{,}16^2\cdot10^{-6} = 1{,}06\cdot10^{-6} \text{ м}^2,$$

а площадь, занимаемая вторичной обмоткой,

$$S_{2\text{ обм. мод}} = \frac{q_{2\text{ мод}}w_{2\text{ мод}}}{K_{\text{зап. мод}}} = \frac{1{,}06\cdot10^{-6}\cdot4000}{0{,}476} = 0{,}0089 \text{ м}^2.$$

Центрмаг

Площадь окна магнитопровода модели, если магнитопровод обмотать изоляцией толщиной 1 мм,

$$S_{\text{окна}} = 0{,}25\pi\,(0{,}163 - 0{,}002)^2 = 0{,}0203\ \text{м}^2.$$

Таким образом, вторичная обмотка занимает примерно половину площади окна. Некоторое несовпадение объясняется приближенным подсчетом длины витков вторичных обмоток оригинала и модели.

Далее необходимо выбрать провод ближайшего стандартного диаметра и определить коэффициент заполнения. Если он существенно отличается от принятого в начале расчета, необходимо расчет повторить при новом уточненном значении $K_{\text{зап. мод}}$.

Обобщенные характеристики трансформаторов тока. При совпадении кривых намагничивания магнитопроводов нескольких ТТ и равенстве их удельных величин $i_{1\,\text{уд}}$, $r_{2\,\text{уд}}$, $x_{2\,\text{уд}}$ погрешности и другие величины, характеризующие работу ТТ данной совокупности, будут одинаковы даже при отсутствии геометрического подобия магнитопроводов. Поэтому погрешности, представленные в зависимости от удельных величин $i_{1\,\text{уд}}$, $r_{2\,\text{уд}}$, $x_{2\,\text{уд}}$ (либо $i_{1\,\text{уд}}$, $z_{2\,\text{уд}}$, $\cos\varphi_2$), характеризуют режим любого ТТ этой совокупности.

Такие зависимости, представленные в виде кривых для установившихся или переходных режимов работы ТТ, именуются их обобщенными характеристиками. Наиболее точно обобщенные характеристики можно получить экспериментально на одном из ТТ, который рассматривается как физическая модель всех других ТТ данной совокупности. В качестве модели целесообразно выбирать ТТ с малым объемом магнитопровода, поскольку при этом будет малое потребление мощности при испытаниях. В опыте определяются погрешности при различных значениях i_1, r_2, x_2, а затем эти величины по формулам (1-12), (1-13) и (1-14) пересчитываются в удельные.

Однако любой реальный ТТ из рассматриваемой совокупности может потреблять настолько значительную мощность (в особенности в переходном режиме), что его экспериментальное исследование в лабораторных условиях провести невозможно. В этом случае в качестве физической модели используется специально изготовленный ТТ, имеющий такую же кривую намагничивания, но значительно меньшие размеры. Для минимального потребления мощности размеры такой модели определяются выражениями (1-19)—(1-23). На этой модели получают необходимые обобщенные характеристики всей совокупности ТТ. В тех случаях, когда физическое моделирование встречает затруднения, обобщающие характеристики можно получить расчетным путем одним из существующих методов [29, 35]. Однако погрешности характеристик, полученных расчетом, обычно больше, чем экспериментальных, особенно при небольших погрешностях ТТ.

Широко применяемые ТТ имеют замкнутые магнитопроводы из холоднокатаной, реже — горячекатаной стали. Кривые намагничивания некоторых из этих магнитопроводов практически совпадают, а других — мало отличаются. Это позволяет прибли-

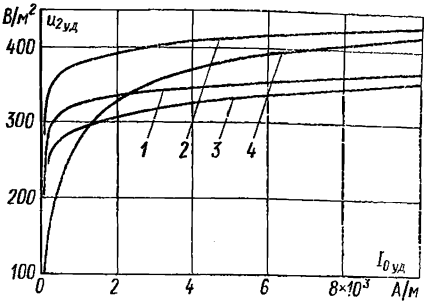


Рис. 1-9. Кривые намагничивания магнитопровода трансформатора тока, снятые на переменном токе

1 — ленточный магнитопровод из стали 3411 худшего качества; *2* — то же, лучшего качества; *3* — ленточный магнитопровод из стали 1512; *4* — шихтованный магнитопровод из стали 1512

женно рассматривать все ТТ с замкнутыми ферромагнитными магнитопроводами как совокупность ТТ с совпадающими кривыми намагничивания. В [83] приведены обобщенные характеристики всех одноступенчатых ТТ с замкнутым магнитопроводом для установившихся режимов работы. Эти характеристики получены на физических моделях, причем предполагается, что кривые на-

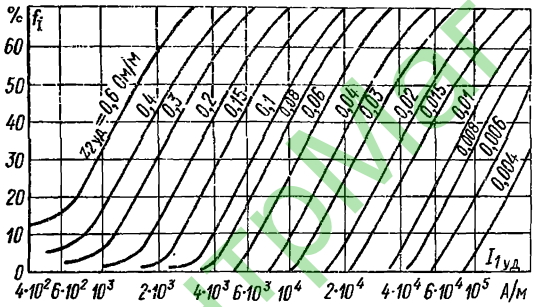


Рис. 1-10. Обобщенные характеристики токовой погрешности ТТ при $\cos\varphi_2 = 1$

магничивания всех ТТ указанного типа совпадают с расчетной кривой *1*, приведенной на рис. 1-9, которая весьма близка к кривой намагничивания стали 3411 худшего качества (см. табл. 8-1). На рис. 1-10, 1-11, 1-12 и 1-13 в качестве примера приведены обобщенные характеристики ТТ для установившихся режимов:

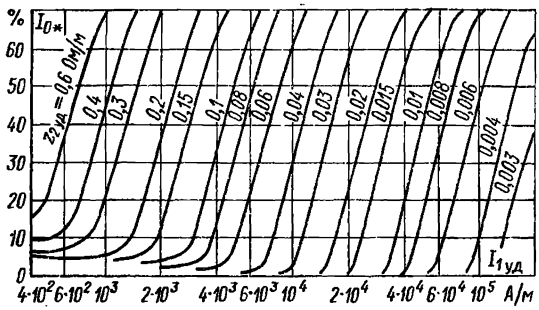


Рис. 1-11. Обобщенные характеристики относительного полного тока намагничивания I_{0*} при $\cos\varphi_2 = 1$

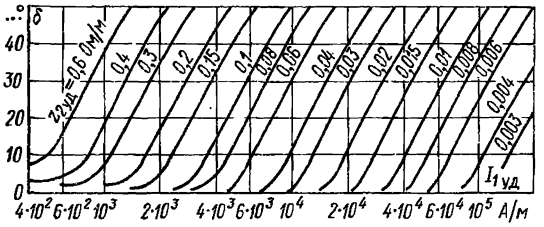


Рис. 1-12. Обобщенные характеристики угловой погрешности δ при $\cos \varphi_2 = 1$

токовая погрешность в процентах (действующее значение тока) без отмотки витков (рис. 1-10), см. гл. 2,

$$f_i = \frac{I_{2\,уд} - I_{1\,уд}}{I_{1\,уд}}; \qquad (1\text{-}24)$$

относительный полный ток намагничивания (действующее значение) без отмотки витков — полная погрешность (рис. 1-11)

$$I_{0*} = I_{0\,уд}/I_{1\,уд}; \qquad (1\text{-}25)$$

абсолютная угловая погрешность (действующее значение первой гармоники тока) в градусах (рис. 1-12)

$$\delta = \angle [I_{1\,(1)}; I_{2\,(1)}]; \qquad (1\text{-}26)$$

удельное сопротивление ветви вторичного тока при различной токовой погрешности (рис. 1-13).

Приведенные в [83] обобщенные характеристики (1-24)—(1-26) и другие охватывают все встречающиеся на практике токи $i_{1\,уд}$ и сопротивления ветви вторичного тока $z_{2\,уд}$ при углах $\varphi_2 = 0, 30, 60, 90°$. Аналогичные характеристики могут быть построены для переходных режимов работы ТТ.

Масштаб магнитной проницаемости. Допущение о совпадении кривых намагничивания замкнутых магнитопроводов всех ТТ

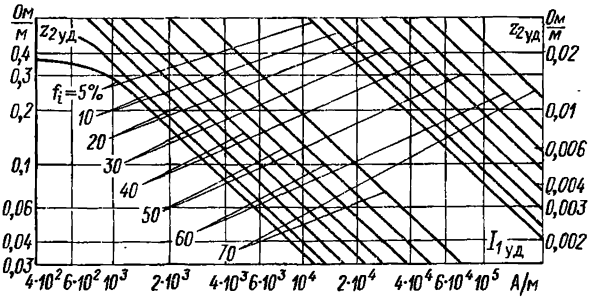


Рис. 1-13. Обобщенные характеристики удельного сопротивления ветви вторичного тока ТТ при различной токовой погрешности (действующие значения удельного первичного тока) и при $\cos \varphi_2 = 1$

с приведенной на рис. 1-9 расчетной кривой *1* не всегда правомерно. ГОСТ разрешает разброс кривых намагничивания даже одной марки стали на 20 %. Кривые намагничивания горячекатаных и холоднокатаных сталей также заметно отличаются. Кроме того, магнитопроводы могут иметь различные кривые намагничивания из-за разного способа их выполнения (витые, шихтованные, набранные из полос стали нескольких сортов). Эти обстоятельства могут привести к существенной неточности выбора допустимых значений i_1, z_2 либо определения погрешности ТТ. В связи с этим предложена методика учета отличия кривых намагничивания ТТ от расчетной с помощью масштаба магнитной проницаемости. При этой методике допустимое удельное полное сопротивление ветви вторичного тока ТТ определяется отношением

$$z_{2\,\text{уд}} = z_{2\,\text{уд. р}}/m_\mu, \tag{1-27}$$

где $z_{2\,\text{уд. р}}$ — допустимое удельное полное сопротивление, определяемое по обобщенным характеристикам для расчетной кривой намагничивания. Масштаб магнитной проницаемости m_μ определяется отношением:

$$m_\mu = B_\text{р}/B, \tag{1-28}$$

где индукция $B_\text{р}$ определяется из расчетной кривой намагничивания (т. е. кривой *1* на рис. 1-9), а B — из кривой намагничивания рассматриваемого магнитопровода. Оба значения индукции определяются при одной и той же напряженности поля $H_\text{р}$ (удельном токе намагничивания), которая будет при работе ТТ в рассматриваемом режиме. Для определения этой напряженности можно воспользоваться обобщенными характеристиками для расчетной кривой намагничивания *1* на рис. 1-9.

Равнозначным отношению (1-28) является отношение

$$m_\mu = u_{2\,\text{уд. р}}/u_{2\,\text{уд}}, \tag{1.29}$$

где $u_{2\,\text{уд. р}}$ и $u_{2\,\text{уд}}$ — удельные напряжения, определяемые по расчетной вольт-амперной характеристике на рис. 1-9 и по характеристике рассматриваемого ТТ, взятые при одном и том же удельном токе намагничивания $i_{0\,\text{уд. р}}$. Значения m_μ следует определять с помощью получивших наибольшее распространение кривых намагничивания либо вольт-амперных характеристик, снятых при синусоидальном напряжении.

Как показали расчеты, суммарная погрешность выбора допустимой нагрузки по обобщенным характеристикам с использованием масштаба магнитной проницаемости для ТТ с замкнутыми магнитопроводами не превышает 5 %. Эта наибольшая погрешность имеет место при выборе нагрузки трансформатора тока с шихтованным магнитопроводом в режимах с небольшими удельными токами ($I_{1\,\text{уд}} \leqslant 100$ А/м).

Цент.Мал

Рассмотрим порядок пользования обобщенными характеристиками с учетом масштаба магнитной проницаемости на двух примерах.

Пример 1-3. Найти допустимую активную нагрузку ($\varphi_2 = 0$) ТТ типа ТФКН330 с номинальным током $I_{1н} = 1000$ А при допустимой токовой погрешности в установившемся режиме $f_i = 18$ %, если кратность тока к. з. $K = 12$. Магнитопровод класса Д, $l_м = 0{,}96$ м; $S_м = 15{,}3 \cdot 10^{-4}$ м^2; числа витков: $w_{1н} = 2$; $w_{2н} = 400$; сопротивление вторичной обмотки $z_{2обм} = r_{2обм} = 0{,}57$ Ом. Вольт-амперная характеристика данного ТТ совпадает с кривой *1* на рис. 1-9.

Удельный первичный ток

$$I_{1\,уд} = \frac{I_{1н} w_1 K}{l_м} = \frac{1000 \cdot 2 \cdot 12}{0{,}96} = 2{,}5 \cdot 10^4 \text{ А/м}.$$

По обобщенным кривым на рис. 1-13 для ТТ с расчетной кривой намагничивания допустимое удельное активное сопротивление ветви вторичного тока $r_{2уд}$ при $I_{1уд} = 2{,}5 \cdot 10^4$ А/м и 20 %-ной токовой погрешности равно 0,021 Ом/м; активное сопротивление всей этой ветви (с учетом сопротивления обмотки) согласно (1-14)

$$r_2 = \frac{r_{2\,уд} S_м w_2^2}{l_м} = \frac{0{,}021 \cdot 15{,}3 \cdot 10^{-4} \cdot 400^2}{0{,}96} = 5{,}36 \text{ Ом}.$$

Допустимое сопротивление нагрузки

$$r_{2н} = r_2 - r_{2обм} = 5{,}36 - 0{,}57 = 4{,}79 \text{ Ом}.$$

Угловая погрешность δ согласно рис. 1-12 составит 22°.

Пример 1-4. Найти допустимую нагрузку ТТ типа ТФКН330 при условиях примера 1-3, если кривая намагничивания рассматриваемого ТТ будет соответствовать кривой *2* на рис. 1-9.

Используя найденные значения $I_{1уд}$ и $r_{2уд}$, по кривым относительного полного тока намагничивания (см. рис. 1-11) находим $I_{0*} = 0{,}39$ и по нему — удельный полный ток намагничивания

$$I_{0\,уд} = I_{0*} I_{1\,уд} = 0{,}39 \cdot 2{,}5 \cdot 10^4 = 9750 \text{ А/м}.$$

По вольт-амперным характеристикам на рис. 1-9 определяем масштаб магнитной проницаемости. Току $I_{0\,уд} = 9750$ А/м на расчетной кривой *1* соответствует удельное напряжение $u_{2\,уд.\,р} = 370$ В/м^2, а на кривой *2* — напряжение $u_{2уд} = 440$ В/м^2. По (1-29)

$$m_\mu = 370 : 440 = 0{,}841.$$

Допустимое удельное активное сопротивление ветви вторичного тока

$$r_{2\,уд} = \frac{r_{2\,уд.\,р}}{m_\mu} = \frac{0{,}021}{0{,}841} = 0{,}025 \text{ Ом/м}.$$

Активное сопротивление ветви вторичного тока по формуле (1-14)

$$r_2 = \frac{0{,}025 \cdot 15{,}3 \cdot 10^{-4} \cdot 400^2}{0{,}96} = 6{,}37 \text{ Ом}.$$

Допустимое сопротивление нагрузки

$$r_{2н} = 6{,}37 - 0{,}57 = 5{,}8 \text{ Ом}.$$

ЦентрМаг

ГЛАВА ВТОРАЯ

РАБОТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА В НОРМАЛЬНЫХ РЕЖИМАХ

2-1. ТОКОВАЯ И УГЛОВАЯ ПОГРЕШНОСТИ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Из векторной диаграммы реального трансформатора тока с активно-индуктивной нагрузкой (см. рис. 1-3) видно, что вектор первичной м. д. с. $\dot{F}_1 = \dot{I}_1 w_1$ отличается по модулю от вектора вторичной м. д. с. $\dot{F}_2 = \dot{I}_2 w_2$, а также повернут относительно последнего на некоторый угол $180° - \delta$. По абсолютному значению $\dot{F}_1 > \dot{F}_2$, и соответственно этому неравенство $I_1 w_1 > I_2 w_2$ представим в виде

$$I_1 > I_2 \frac{w_2}{w_1}. \qquad (2\text{-}1)$$

Левая часть этого неравенства представляет собой первичный ток I_1, который мы хотим измерить с помощью трансформатора тока. Правая часть неравенства представляет собой первичный ток, полученный в результате измерения его с помощью трансформатора тока.

Из (2-1) следует, что в реальном ТТ действительный первичный ток всегда отличается от его значения, полученного в результате измерения. Это обусловлено погрешностью, которую вносит ТТ в результат измерения.

Как видно из векторной диаграммы (см. рис. 1-3), ТТ вносит в результаты измерения два вида погрешностей: токовую и угловую.

Т о к о в о й п о г р е ш н о с т ь ю трансформатора тока называется погрешность, которую вносит трансформатор при измерении тока, возникающая вследствие того, что действительный коэффициент трансформации не равен номинальному.

Токовая погрешность определяется как алгебраическая разность действительного вторичного тока I_2 и приведенного ко вторичной цепи первичного тока $I_1' = I_1/n_н$, выраженная в процентах приведенного ко вторичной цепи действительного первичного тока:

$$f_i = \frac{I_2 - I_1/n_н}{I_1/n_н} 100, \qquad (2\text{-}2)$$

где $n_н$ — номинальный коэффициент трансформации ТТ.

Токовая погрешность, соответствующая номинальным параметрам, называется н о м и н а л ь н о й т о к о в о й п о г р е ш н о с т ь ю трансформатора тока и выражается следующей формулой:

$$f_{iн} = \frac{I_2 n_н - I_{1н}}{I_{1н}} 100, \qquad (2\text{-}3)$$

Центрмаг

где $I_{1н}$ — номинальный первичный ток ТТ, А; I_2 — действительный вторичный ток ТТ, А.

Выразим токовую погрешность только через вторичные токи. Для этого числитель и знаменатель в формуле (2-3) разделим на $n_н$

$$f_{iн} = \frac{I_2 - I_{2н}}{I_{2н}} 100. \qquad (2\text{-}4)$$

Следовательно, номинальная токовая погрешность представляет собой разность вторичных токов — действительного и номинального, отнесенную к номинальному вторичному току и выраженную в процентах. Принято считать токовую погрешность отрицательной, если действительный ток получается меньше номинального, и наоборот.

Для практических расчетов погрешностей трансформаторов тока целесообразно вывести формулу, в которой токовая погрешность была бы представлена как функция основных параметров и конструктивных данных трансформатора тока. Для вывода такой формулы возвратимся к векторной диаграмме рис. 1-3. Арифметическая разность векторов $\dot{F}_1$ и $-\dot{F}_2$, характеризующая токовую погрешность, равна отрезку BD, так как $OA = OD$. Для упрощения вывода этой формулы опустим перпендикуляр из точки A на ось асбцисс и точку пересечения их обозначим буквой C. Угол δ составляет всего несколько минут. Поэтому отрезок DC весьма мал и им можно пренебречь. Тогда сможем считать, что арифметическая разность векторов $\dot{F}_1$ и $-\dot{F}_2$ равна BC. Из треугольника ABC следует, что $\angle BAC = \psi + \alpha$, так что

$$BC = F_0 \sin(\psi + \alpha). \qquad (2\text{-}5)$$

Номинальная токовая погрешность (в процентах) может быть получена из уравнения (2-5), если обе его части разделить на F_1 и умножить на 100:

$$f_{iн} = \frac{F_0}{F_1} \sin(\psi + \alpha) \cdot 100. \qquad (2\text{-}6)$$

Так как вектор $\dot{F}_2$ всегда меньше вектора $\dot{F}_1$, то токовой погрешности, определенной по (2-6), присваивается знак минус. Встречающаяся у трансформатора тока положительная токовая погрешность получается в результате искусственных мер, направленных на уменьшение погрешности или изменение ее характера.

Путем несложных преобразований формулу (2-6) можно представить в виде [10]

$$f_{iн} = \frac{33{,}8\, l_м z_2^{0,6} I_{2н}^{1,2}}{(I_1/I_{1н})^{0,4} f^{0,6} F_{1н}^{1,6} S_м^{0,6}} \sin(\psi + \alpha) \cdot 100, \qquad (2\text{-}7)$$

где $l_м$ — средняя длина магнитного потока в магнитопроводе, м; z_2 — сопротивление ветви вторичного тока (полное сопротивление вторичной цепи и вторичной обмотки), Ом; f — частота перемен-

ного тока, Гц; $S_м$ — действительное сечение магнитопровода, м²; ψ — угол потерь; α — фазовый сдвиг между вторичной э. д. с. $\dot{E}_2$ и вторичным током $\dot{I}_2$, ... °.

Угловой погрешностью δ трансформатора тока называется фазовый сдвиг между векторами первичного и вторичного токов при таком выборе их направлений, чтобы для идеального трансформатора тока этот угол равнялся нулю, т. е. это угол между вектором первичного тока и повернутым на 180° вектором вторичного тока. Угловая погрешность выражается в минутах (...′) или сантирадианах (срад) и считается положительной, когда вектор вторичного тока, повернутый на 180°, опережает вектор первичного тока.

Угловая погрешность легко может быть определена из прямоугольного треугольника OAC (см. рис. 1-3):

$$\sin \delta = |AC| : F_1.$$

Катет $|AC| = F_0 \cos(\psi + \alpha)$, следовательно,

$$\sin \delta = \frac{F_0}{F_1} \cos(\psi + \alpha). \qquad (2\text{-}8)$$

Для углов, не превышающих нескольких градусов, синус угла может быть принят численно равным самому углу, выраженному в радианах (рад), т. е.

$$\delta = \frac{F_0}{F_1} \cos(\psi + \alpha) \qquad (2\text{-}9)$$

или в сантирадианах (срад)

$$\delta = \frac{F_0}{F_1} \cos(\psi + \alpha) \cdot 100. \qquad (2\text{-}9а)$$

Если мы хотим выразить угловую погрешность δ в минутах (...′), то в (2-9) следует ввести коэффициент перевода радиан в минуты:

$$\delta = 3440 \frac{F_0}{F_1} \cos(\psi + \alpha). \qquad (2\text{-}10)$$

Зависимость угловой погрешности δ (...′) от конструктивных размеров ТТ может быть выражена следующей формулой:

$$\delta = \frac{119\,332 l_м z_2^{0,6} I_{2н}^{1,2}}{(I_1/I_{1н})^{0,4} f^{0,6} F_{1н}^{1,6} S_м^{0,6}} \cos(\psi + \alpha). \qquad (2\text{-}11)$$

Формулы (2-6), (2-7), (2-10) и (2-11) позволяют наглядно представить влияние технических и конструктивных параметров трансформаторов тока на его токовую и угловую погрешности.

Влияние первичного тока I_1. Наиболее эффективным средством уменьшения токовой и угловой погрешностей ТТ является увеличение первичной м. д. с. $F_1 = I_1 w_1$. Первичный ток при расчете ТТ — величина заданная. Поэтому уменьшение токовой и угловой погрешностей может быть достигнуто только путем уве-

ЦентрМаг

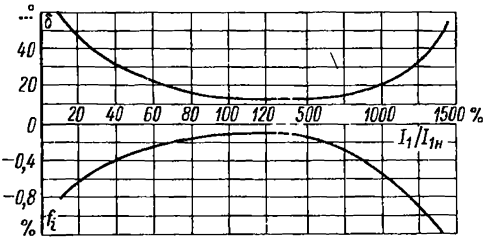


Рис. 2-1. Зависимость токовой f_i и угловой погрешности δ некомпенсированного ТТ от кратности первичного тока

личения числа витков первичной обмотки. Однако увеличение числа витков приводит к дополнительному расходу меди. Следовательно, по экономическим соображениям целесообразно принимать возможно меньшее число витков первичной обмотки и добиваться снижения погрешностей другими способами, изложенными ниже.

От первичного тока зависит не только первичная м. д. с. F_1, но также м. д. с. намагничивания F_0 и угол потерь ψ. Зависимости F_0 и ψ от первичного тока при небольших погрешностях можно считать аналогичными зависимостями их от индукции, так как $B_{макс}$ пропорциональна I_1. Таким образом, эти зависимости имеют вид, изображенный на рис. 1-4.

Так как зависимость F_1 от I_1 линейна, а зависимости F_0 и угла ψ от I_1 нелинейны, то зависимости токовой и угловой погрешностей от первичного тока тоже будут нелинейны (рис. 2-1). Из этих кривых видно, что с увеличением первичного тока до 100—120 % номинального погрешности непрерывно уменьшаются. При первичных токах, во много раз превышающих номинальный, токовые и угловые погрешности начинают увеличиваться (см. правую часть графика).

Влияние вторичного тока I_2. Уменьшение вторичного тока I_2 при одних и тех же значениях вторичной нагрузки и первичного тока уменьшает и вторичную э. д. с. E_2. Соответственно уменьшается и индукция $B_{макс}$ согласно (1-10). Для поддержания меньшего значения индукции $B_{макс}$ необходима меньшая м. д. с. намагничивания F_0. Следовательно, с уменьшением вторичного тока I_2 уменьшаются токовые и угловые погрешности ТТ и наоборот, при увеличении вторичного тока погрешности увеличиваются.

Влияние частоты тока. С увеличением частоты переменного тока индукция $B_{макс}$ в магнитопроводе согласно (1-10) уменьшается. С уменьшением индукции уменьшается м. д. с. намагничивания, а следовательно, токовая и угловая погрешности ТТ. Угловая погрешность может приобретать при этом отрицательные значения.

Центрмаг

При частотах, превышающих 1000 Гц, температура магнитопровода ТТ может быть значительной вследствие активных потерь в магнитопроводе. Поэтому у ТТ, предназначенных для работы в сетях с частотой 1000 Гц и более, магнитопроводы изготавливаются из специальной высокочастотной электротехнической стали марки 1521.

Влияние вторичной (внешней) нагрузки $z_{2н}$. Увеличение вторичной нагрузки обусловливает возрастание э. д. с. E_2 (поскольку $E_2 = I_2 z_2$) и угла α (см. рис. 1-3). Увеличение э. д. с. E_2 приводит к повышению индукции $B_{макс}$, а вместе с ней и к увеличению создающей ее м. д. с. намагничивания F_0, см. (2-6) и (2-10). Возрастание угла α приводит к некоторому увеличению множителя $\sin(\psi + \alpha)$, входящего в формулу токовой погрешности (2-6), и к уменьшению множителя $\cos(\psi + \alpha)$, входящего в формулу угловой погрешности (2-10). Изменение угла α весьма незначительно сказывается на токовой и угловой погрешностях.

Из вышеизложенного следует, что с увеличением вторичной нагрузки $z_{2н}$ токовая и угловая погрешности возрастают, т. е. точность ТТ понижается.

Влияние коэффициента мощности вторичной нагрузки $\cos\varphi_2$. Увеличение $\cos\varphi_2$ при неизменной вторичной нагрузке $z_{2н}$ приводит к уменьшению угла α (см. рис. 1-3). Из (2-6) и (2-10) видно, что в этом случае токовая погрешность f_i будет уменьшаться, а угловая δ — увеличиваться. При значительном уменьшении $\cos\varphi_2$ угловая погрешность может приобретать даже отрицательные значения.

Влияние средней длины магнитного пути $l_м$. Как видно из (2-7) и (2-11), токовая и угловая погрешности изменяются прямо пропорционально средней длине магнитного пути. Следовательно, уменьшение средней длины магнитного пути является хорошим средством улучшения характеристик ТТ. Однако $l_м$ не может быть произвольно изменяема, так как она зависит от внутреннего диаметра магнитопровода. Последний же определяется поперечным сечением и числом витков первичной и вторичной обмоток, а также толщиной изоляции между первичной и вторичной обмотками. Применением более совершенной изоляции, например бумажно-масляной конденсаторного типа вместо чисто бумажно-масляной изоляции, можно добиться значительного уменьшения внутреннего диаметра магнитопровода.

Влияние сопротивления вторичной обмотки. Уменьшение активного $r_{2обм}$ и индуктивного $x_{2\,обм}$ сопротивления вторичной обмотки, как это видно из векторной диаграммы (рис. 1-3), уменьшает сопротивление ветви вторичного тока z_2 и э. д. с. E_2. Это приводит к уменьшению м. д. с. намагничивания и, следовательно, к уменьшению токовой и угловой погрешностей.

Влияние магнитных свойств материала магнитопровода на токовую и угловую погрешности ТТ оказывается значительным,

так как от марки материала зависит удельная м. д. с. намагничивания и угол потерь. Магнитопроводы трансформаторов тока изготавливаются из электротехнической стали различных марок (см. сноску на стр. 19).

Точность работы ТТ в переходных режимах характеризуется дополнительными видами погрешностей, рассмотренными в гл. 4.

2-2. КЛАССЫ ТОЧНОСТИ И НОРМЫ ПОГРЕШНОСТЕЙ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Классы точности и нормы погрешностей трансформаторов тока установлены ГОСТ 7746—78 «Трансформаторы тока. Общие технические требования». В соответствии с этим стандартом трансформаторы тока для измерений разделяются на следующие классы: 0,2; 0,5; 1; 3; 5 и 10. Класс точности характеризует предельные погрешности ТТ при различных значениях тока в первичной обмотке и вторичной нагрузке (табл. 2-1). Число, обозначающее класс точности, соответствует предельной допустимой токовой погрешности ТТ при номинальном токе и условиях, приведенных в табл. 2-1.

В ТТ с номинальной вторичной нагрузкой менее 15 В·А ее нижний предел составляет 1,25 В·А при $S_{2\,\text{н. ном}} = 2{,}5$ В·А и 3,75 В·А — при $S_{2\,\text{н. ном}} = 5$ и 10 В·А.

Для ТТ с номинальной вторичной нагрузкой более 60 В·А нижний предел вторичной нагрузки (в омах) должен определяться выражением $z_{2\text{н}} = 5/I_{2\text{н}}^2$.

Токовые погрешности ТТ классов 0,2; 0,5 и 1 не должны выходить за ломаные линии, проведенные через точки предельных погрешностей для значений первичного тока 5, 20 и 100—120 % номинального (в соответствии с табл. 2-1). Эти ломаные линии являются границами нормированных токовых погрешностей ТТ, и пространство между ними называется полем погрешностей. На рис. 2-2 построено поле погрешностей для ТТ класса 1. Оно ограничено линиями *1* и *1'*.

В ТТ классов 3, 5 и 10 поле токовых погрешностей ограничивается прямыми линиями, проведенными параллельно оси абсцисс в соответствии с табл. 2-1 для значений первичного тока от 50 до 120 % номинального.

Действительная токовая погрешность ТТ изменяется плавно. На рис. 2-2 показано изменение действительной токовой погрешности ТТ класса 1, когда она лежит в пределах нормированных токовых погрешностей (кривые *2* и *4*) и когда частично выходит за эти пределы (кривая *3*).

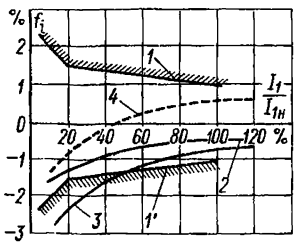


Рис. 2-2. Поле токовых погрешностей

Таблица 2-1. **Предельные значения токовой и угловой погрешностей трансформаторов тока для измерений (по ГОСТ 7746—78)**

Класс точности	Первичный ток, % номинального	Предельная погрешность			Вторичная нагрузка, % номинальной, при $\cos \varphi_2 = 0{,}8$
		токовая, %	угловая		
			...′	срад	
0,2	5 20 100—120	±0,75 ±0,35 ±0,20	±30 ±15 ±10	±0,9 ±0,45 ±0,3	25—100
0,5	5 20 100—120	±1,5 ±0,75 ±0,5	±90 ±45 ±30	±2,7 ±1,35 ±0,9	
1	5 20 100—120	±3,0 ±1,5 ±1,0	±180 ±90 ±60	±5,4 ±2,7 ±1,8	
3 5 10	50—120	±3,0 ±5,0 ±10	Не нормируется		50—100

Примечание. Значения погрешностей при первичном токе 5 % номинального введены с 1 января 1981 г. взамен погрешностей при токе 10 % номинального.

Таблица 2-2. **Предельные значения погрешностей трансформаторов тока для защиты (по ГОСТ 7746—78)**

Класс точности	Предельная погрешность			
	при номинальном первичном токе			при токе номинальной предельной кратности — полная, %
	токовая, %	угловая		
		...′	срад	
5P 10P	±1 ±1	±60 —	±1,8 —	5 10

Пределы допустимых погрешностей трансформаторов тока для защиты при номинальной вторичной нагрузке с $\cos \varphi_2 = 0{,}8$ должны соответствовать указанным в табл. 2-2.

ЦентрМаг

2-3. СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

При расчете трансформатора тока может оказаться, что его погрешности больше приведенных в § 2-2 для заданного класса точности, а уменьшить их изменением конструктивных параметров ТТ не представляется возможным или экономически выгодным. Поэтому в аппаратостроении разработаны специальные способы уменьшения погрешностей. Все эти способы обеспечивают уменьшение погрешностей при нормальном режиме работы ТТ, т. е. при изменении первичного тока в диапазоне от 5 до 120 % номинального. Эти способы находят применение в ТТ для измерений. В ТТ для защиты вышеназванные способы уменьшения погрешностей оказываются малоэффективными. Некоторые из этих способов позволяют уменьшить только токовую погрешность, другие — одновременно и токовую и угловую, и, наконец, третьи — только угловую погрешность. При проектировании трансформаторов тока наиболее часто появляется необходимость в уменьшении токовой погрешности. Исходя из этого основная часть настоящего параграфа посвящена способам уменьшения токовой погрешности.

Витковая коррекция. Отрицательную токовую погрешность можно несколько уменьшить, отмотав от вторичной обмотки трансформатора тока то или иное число витков. Такой способ уменьшения токовой погрешности называется *витковой коррекцией*. При витковой коррекции число витков вторичной обмотки становится меньше номинального числа витков. Вследствие этого уменьшается м. д. с. вторичной обмотки, направленная против м. д. с. первичной обмотки. Последняя остается неизменной, так как определяется только первичным током и числом витков первичной обмотки. Уменьшение м. д. с. вторичной обмотки будет сопровождаться увеличением м. д. с. намагничивания и результирующего магнитного потока Φ_0. Увеличение магнитного потока Φ_0 приводит к повышению э. д. с. во вторичной обмотке. Вследствие этого увеличится и вторичный ток. Из формулы (1-3) видно, что пропорционально уменьшению числа витков вторичной обмотки увеличивается вторичный ток I_2. Увеличение вторичного тока приводит к уменьшению отрицательной токовой погрешности или даже к изменению ее знака.

Изменение токовой погрешности при отматывании одного витка вторичной обмотки называется ценой витка и может быть определено (в процентах) следующим выражением:

$$100 : \omega_{2н}; \qquad (2\text{-}12)$$

здесь под номинальным числом витков вторичной обмотки $\omega_{2н}$ понимается число витков вторичной обмотки ТТ, соответствующее номинальному коэффициенту трансформации ТТ.

Если число витков вторичной обмотки после отматывания нескольких витков обозначить $\omega_{2д}$, то число отмотанных витков

Δw_2 будет равно $w_{2н} - w_{2д}$. При этом токовая погрешность (в процентах) изменится на

$$\frac{\Delta w_2}{w_{2н}} \cdot 100 = \frac{w_{2н} - w_{2д}}{w_{2н}} \cdot 100. \qquad (2\text{-}13)$$

Так как $w_{2д}$ всегда меньше $w_{2н}$ (отматываем витки), то разность $w_{2н} - w_{2д}$ будет всегда положительной. Отматывание небольшого числа витков изменяет токовую погрешность на некоторую постоянную положительную величину. Результирующая токовая погрешность ТТ с витковой коррекцией равна алгебраической сумме номинальной токовой погрешности (которая всегда отрицательна) и токовой погрешности, полученной в результате отмотки, и называется действительной токовой погрешностью. Она может быть вычислена по формуле

$$f_{iд} = f_{iн} + \frac{w_{2н} - w_{2д}}{w_{2н}} \cdot 100. \qquad (2\text{-}14)$$

Из этой формулы следует, что: 1) витковая коррекция перемещает кривую токовой погрешности параллельно самой себе, не изменяя ее кривизны; 2) действительная токовая погрешность может оказаться как положительной, так и отрицательной в зависимости от того, какой из членов в правой части формулы (2-14) будет больше.

На рис. 2-2 кривая *4* характеризует действительную токовую погрешность ТТ, полученную посредством витковой коррекции. До витковой коррекции погрешности этого ТТ характеризовались кривой *3*.

Витковая коррекция является наиболее простым и широко распространенным способом уменьшения отрицательной токовой погрешности. Однако при небольшом номинальном числе вторичных витков витковая коррекция не всегда дает желаемые результаты, так как цена витка может незначительно отличаться от номинальной токовой погрешности. Это можно наглядно показать на следующем примере.

Пример 2-1. У проектируемого трансформатора тока номинальная токовая погрешность, определенная расчетом, получилась $f_{iн} = -0{,}65$. Номинальное число витков вторичной обмотки этого ТТ $w_{2н} = 75$.

В соответствии с (2-12) цена витка будет $100 : 75 = 1{,}33\ \%$. Действительная токовая погрешность после отмотки одного витка составит

$$f_{iд} = -0{,}65 + \frac{75 - 74}{75} \cdot 100 = 0{,}68\ \%.$$

Из этого примера видно, что отмотка одного витка привела даже к некоторому повышению токовой погрешности.

При отмотке половины витка токовая погрешность существенно уменьшилась:

$$f_{iд} = -0{,}65 + \frac{75 - 74{,}5}{75} \cdot 100 = 0{,}0166\ \%.$$

При большом числе вторичных витков витковая коррекция дает хорошие результаты. Это видно из следующего примера.

Пример 2-2. Определить действительную токовую погрешность ТТ с витковой коррекцией. Номинальное число вторичных витков $w_{2н} = 400$. Номинальная токовая погрешность, определенная расчетным путем, составила $f_{iн} = -0{,}5$.

В соответствии с (2-12) цена витка равна $100 : 400 = 0{,}25\ \%$. Для полной коррекции токовой погрешности, равной $-0{,}5\ \%$, следует отмотать два витка. Действительную токовую погрешность определим по (2-14). Это будет

$$f_{iд} = -0{,}5 + \frac{400 - 398}{400} \cdot 100 = -0{,}5 + 0{,}5 = 0.$$

Повысить эффективность витковой коррекции при малом числе вторичных витков оказывается возможным, если отмотать не целое, а дробное число витков (т. е. часть витка). Для этого вторичная обмотка должна иметь специальное исполнение. Например, если необходимо получить эффект отмотки половины витка, то вторичную обмотку следует выполнить составной из двух параллельных проводов *1* и *2* одного диаметра и, конечно, из одного и того же материала (рис. 2-3, *а*). Этими двумя прово-

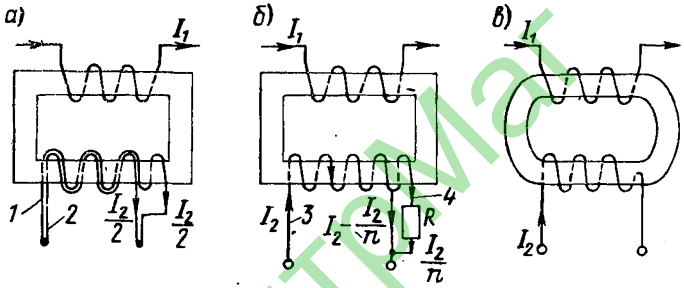


Рис. 2-3. Схемы отмотки части витка

дами наматывается основная часть обмотки, состоящая из целого числа витков $w_ц$. Затем одним из этих проводов, например проводом *1*, наматывается еще один дополнительный виток. Основная часть вторичной обмотки, состоящая из целого числа витков $w_ц$, обтекается полным вторичным током I_2, а дополнительный виток — половинным током $0{,}5I_2$. В результате обмотка, состоящая из целого числа витков, создает м. д. с., равную $I_2 w_ц$, а дополнительный виток — м. д. с., равную $0{,}5I_2$. Общая м. д. с., которая создается этой обмоткой,

$$F_2 = I_2 w_ц + 0{,}5I_2 = I_2 (w_ц + 0{,}5).$$

Таким же образом можно получить эффект отмотки одной трети или одной четверти витка, если соответственно выполнять обмотку тремя или четырьмя параллельными проводами. Однако вторичная обмотка, состоящая из трех или четырех параллельных проводов, технологически более сложна и редко применяется.

Можно значительно проще добиться эффекта отмотки дробного числа витков, если вторичную обмотку выполнить одним и тем же проводом *3* с целым числом витков, а затем наложить на магнитопровод еще один дополнительный виток *4* (рис. 2-3, *б*).

Центрмаг

Диаметр провода (а если нужно, то и материала) дополнительного витка отличается от диаметра провода, из которого выполнена вторичная обмотка. Подбирая активное сопротивление провода для дополнительного витка таким, чтобы через этот виток проходила определенная часть вторичного тока (одна треть, одна четверть и т. д.), можно получить эффект отмотки дробной части витка. Вместо изготовления дополнительного витка из провода, имеющего другое удельное сопротивление, можно изготовить этот виток из того же провода, что и основная вторичная обмотка, но изменить ток, проходящий по дополнительному витку, посредством последовательного подключения к этому витку активного сопротивления R.

Эффект отмотки дробной части витка можно получить наложением последнего витка вторичной обмотки на магнитопровод таким образом, чтобы виток охватывал только часть поперечного сечения магнитопровода В этом случае последний виток обмотки будет пронизываться лишь частью общего магнитного потока. Наложение последнего витка обмотки с охватом только части поперечного сечения магнитопровода достигается следующим образом.

В магнитопроводах, собираемых из штампованных пластин, в последних штампуется дополнительное отверстие для ввода конца последнего витка. В зависимости от расстояния этого отверстия от края пластины последний виток будет охватывать то или иное поперечное сечение магнитопровода.

В тороидальном (овальном) магнитопроводе (рис. 2-3, *в*), наматываемом из ленточной стали, отверстие для прохода последнего витка сверлится перпендикулярно к поверхности ленты, т. е. по радиусу тороида. В зависимости от расстояния этого отверстия от края пластины (ленты) последний виток будет охватывать то или иное поперечное сечение магнитопровода, что будет соответствовать отмотке части витка.

Отмотка части витка может быть достигнута выполнением магнитопровода расщепленным, т. е. состоящим из двух частей. Эти части могут либо вкладываться одна в другую с зазором, необходимым для прохода между ними провода, либо устанавливаться одна на другую. Последний виток обмотки охватывает только одну из частей расщепленного магнитопровода, создавая эффект отмотки дробной части витка.

Получение этого эффекта посредством охвата последним витком части поперечного сечения магнитопровода технологически сложнее, чем отмоткой части витка, а потому находит ограниченное применение.

Витковая коррекция позволяет изменить лишь токовую погрешность. Угловая погрешность остается при этом неизменной.

Как указывалось выше, витковая коррекция перемещает кривую токовой погрешности параллельно самой себе. При больших углах наклона кривой токовой погрешности относительно

Центрмаг

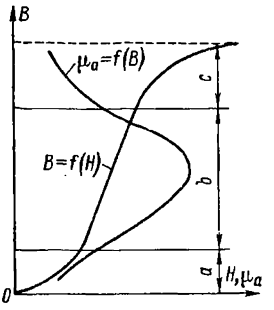


Рис. 2-4. Зависимость $B = f(H)$ и $\mu_a = f(B)$

оси абсцисс перемещение кривой параллельно самой себе может оказаться недостаточным для получения заданного класса ТТ. Изменение крутизны кривой токовой погрешности осуществляется одним из способов, получивших общее название компенсации погрешностей и рассматриваемых ниже.

Компенсация погрешностей ТТ. Бóльшая часть способов компенсации погрешностей ТТ основана на свойстве ферромагнитных материалов изменять свою магнитную проницаемость в зависимости от магнитной индукции (рис. 2-4). Искусственно изменяя магнитную индукцию в магнитопроводе, можно увеличить его магнитную проницаемость и тем самым снизить погрешность ТТ. Например, поддерживая значения индукции в магнитопроводе соответствующими зоне *b* (рис. 2-4), мы обеспечим его высокую проницаемость. Рассмотрим влияние магнитной индукции на погрешности ТТ. М. д. с. намагничивания F_0, входящая в формулы погрешностей (2-6) и (2-10), при изменении тока меняется нелинейно. Это обусловлено нелинейной зависимостью магнитной проницаемости от индукции в магнитопроводе. Зависимость токовой погрешности от абсолютной магнитной проницаемости μ_a материала магнитопровода можно получить, выразив м. д. с. намагничивания F_0 через параметры магнитопровода и вторичной цепи. Магнитный поток в магнитопроводе

$$\Phi_0 = \sqrt{2}\, F_0 / R_м, \qquad (2\text{-}15)$$

где $R_м = l_м/(\mu_a S_м)$ — магнитное сопротивление магнитопровода, А/Вб ($Гн^{-1}$); $l_м$ и $S_м$ — средняя длина и площадь поперечного сечения магнитопровода; μ_a — абсолютная магнитная проницаемость материала магнитопровода, Гн/м.

Магнитный поток можно получить из формулы (1-10), умножив индукцию $B_{макс}$ на площадь поперечного сечения магнитопровода:

$$\Phi_0 = B_{макс} S_м = \frac{0{,}225 E_2}{f w_{2н}} = \frac{0{,}225 I_2 z_2}{f w_{2н}}. \qquad (2\text{-}15а)$$

Приравнивая правые части формул (2-15) и (2-15а) и решая полученное равенство относительно F_0, находим

$$F_0 = \frac{0{,}225 I_2 z_2 R_м}{\sqrt{2}\, f w_{2н}} = \frac{0{,}225 I_2 z_2 l_м}{\sqrt{2}\, \mu_a S_м f w_{2н}}. \qquad (2\text{-}15б)$$

Подставив выражение (2-15б) в формулу (2-6), получим новое выражение номинальной токовой погрешности ТТ (в процентах):

$$f_{iн} = \frac{0{,}225 I_2 z_2 l_м}{\sqrt{2}\, \mu_a S_м f w_{2н} F_1} \sin(\psi + \alpha) \cdot 100. \qquad (2\text{-}16)$$

Из (2-16) видно, что токовая погрешность обратно пропорциональна абсолютной магнитной проницаемости μ_a. При малых значениях индукции магнитная проницаемость μ_a мала и токовая погрешность значительна; при средних значениях индукции магнитная проницаемость увеличивается, а токовая погрешность уменьшается. При очень больших значениях индукции, приближающейся к индукции насыщения, магнитная проницаемость снова уменьшается (рис. 2-4), а токовая погрешность увеличивается.

Из формулы (2-16) видно также, что увеличение магнитной индукции за счет уменьшения площади поперечного сечения магнитопровода $S_м$ не приведет к уменьшению токовой погрешности, так как при уменьшении $S_м$ пропорционально увеличивается и магнитное сопротивление магнитопровода $R_м$.

Аналогичную зависимость угловой погрешности от магнитной проницаемости нетрудно получить из формулы (2-10), подставив в нее значения F_0 из формулы (2-15б).

Компенсацию погрешностей можно осуществить следующими способами: 1) спрямлением кривой намагничивания; 2) подмагничиванием магнитопровода; 3) созданием нулевого потока; 4) перераспределением потоков рассеяния.

Компенсация погрешностей спрямлением кривой намагничивания. Если тем или иным способом спрямить кривую намагничивания магнитопровода, то произойдет и спрямление кривых токовой и угловой погрешности. Имеется много способов компенсации, позволяющих таким образом уменьшить токовую и угловую погрешности ТТ [10, 14]. Рассмотрим один из этих способов.

В штампованных пластинах прямоугольного или кольцевого магнитопровода предусматривают одно-два отверстия *2* для наложения компенсирующих витков (рис. 2-5). Отверстие *2* разделяет поперечное сечение магнитопровода на два параллельных участка *I* и *II*. Вторичная обмотка состоит из основной части, охватывающей все сечение магнитопровода, и нескольких компенсирующих витков *1*, пропущенных в отверстия *2*. Компенсирующие витки *1* охватывают только часть сечения магнитопровода, а именно на участках *II*. Направление намотки компенсирующих витков такое же, как и основной части вторичной обмотки. Поэтому и направление тока в этих витках и в остальной части вторичной обмотки одинаково. Магнитный поток Φ_{III}, создаваемый током, проходящим по компенсирующим виткам, будет замыкаться не только вокруг каждого отверстия *2*, но частично пройдет и по всему магнитопроводу. На участках *I* магнитный поток Φ_{III} будет иметь то же направление, что и намагничивающий поток Φ_0 и, следовательно, будет увеличивать магнитную индукцию как на этих участках, так и на прилегающих к ним участках внутренней боковой поверхности магнитопровода. Результирующий магнитный поток на участках *I* будет $\Phi_I = \Phi_0 + \Phi_{III}$. На участках *II* магнитный поток Φ_{III} будет направлен против потока Φ_0 и будет уменьшать индукцию на участках *II* и прилегающих к нему

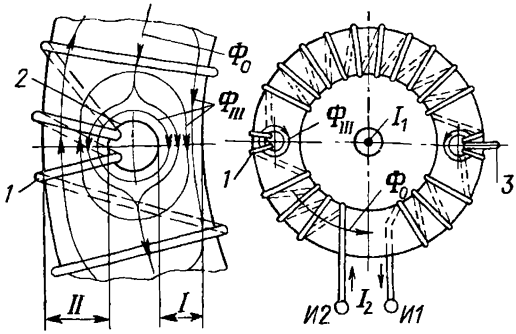


Рис. 2-5. Схема компенсации погрешности ТТ спрямлением кривой намагничивания

участках наружной боковой поверхности магнитопровода. Результирующий магнитный поток на участке *II* будет $\Phi_{II} = \Phi_0 - \Phi_{III}$. Таким образом, в рассматриваемом случае магнитные индукции и магнитные проницаемости справа и слева от отверстия различны.

При незначительных первичных токах (например, при токе 10—20 % номинального) бо́льшая доля потока Φ_0 проходит по части магнитопровода, не охваченной компенсирующими витками, т. е. по участкам *I*. Вследствие подмагничивающего действия витков *1* индукция в этой части магнитопровода значительно увеличится, как и магнитная проницаемость (зона *b* на рис. 2-4). На участках *II* магнитопровода индукция мала вследствие размагничивающего действия витков *1*. Здесь магнитопровод находится в зоне малой магнитной проницаемости (зона *a* на рис. 2-4). В этом случае витки *1* почти не сцепляются с потоком Φ_0 и незначительно увеличивают э. д. с. вторичной обмотки. Витки *1* являются дополнительным индуктивным сопротивлением вторичной обмотки. То, что поток Φ_0 почти не сцепляется с витками *1*, уменьшает коэффициент трансформации ТТ. Действительно, общее число витков вторичной обмотки равно $w_2 + 2w_к$, где $w_к$ — число компенсирующих витков *1*, расположенных в каждом из двух отверстий *2*. Так как витки *1* при малых первичных токах почти не сцепляются с потоком Φ_0, то рабочее число витков вторичной обмотки можно считать равным w_2. В этом режиме ТТ работает как бы с витковой коррекцией при отмотке $2w_к$ витков, что уменьшает токовую погрешность.

При увеличении первичного тока начинается перераспределение магнитного потока Φ_0 между участками *I* и *II*. На участках *I* магнитная индукция приближается к индукции насыщения вследствие подмагничивающего действия потока Φ_{III}. Магнитная проницаемость на этих участках уменьшается (зона *c* на рис. 2-4). На участках *II* (рис. 2-5) магнитная индукция поддерживается достаточно большой, но еще не достигающей индукции насыще-

Центр. Маг

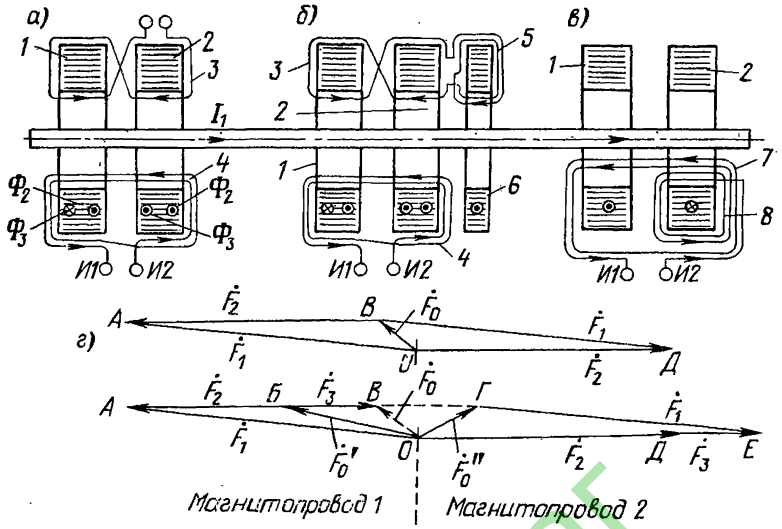


Рис. 2-6. Схемы компенсации погрешности ТТ подмагничиванием магнитопровода и соответствующие им векторные диаграммы

ния вследствие размагничивающего действия потока Φ_{III} (зона *b* на рис. 2-4). Магнитная проницаемость на этих участках поддерживается значительной. Часть магнитного потока Φ_0, проходящая по участкам *II*, сцепляется с компенсирующими витками *1* и тем самым увеличивает коэффициент трансформации ТТ. При этом увеличивается токовая погрешность.

Таким образом, при малых первичных токах токовая погрешность уменьшается, а при токах, близких к номинальному, увеличивается. Следовательно, кривая токовой погрешности спрямляется. Число компенсирующих витков составляет 1—3 % общего числа витков вторичной обмотки.

Если необходимо скорректировать и угловую погрешность, то в одном из отверстий *2* может быть расположен короткозамкнутый виток *3*. При достаточно большом активном сопротивлении короткозамкнутого витка и небольшом его индуктивном сопротивлении можно считать, что ток в короткозамкнутом витке будет находиться в фазе с наведенной в нем э. д. с. Магнитодвижущая сила короткозамкнутого витка, геометрически складываясь с м. д. с. вторичной обмотки, уменьшает фазовый сдвиг между первичным и вторичным токами, т. е. угловую погрешность. Короткозамкнутый виток несколько увеличивает токовую погрешность, и в тех случаях, когда уменьшения угловой погрешности не требуется, его не следует применять.

Компенсация погрешностей подмагничиванием магнитопровода. Подмагничивание магнитопровода может осуществляться от постороннего источника энергии или от вспомогательного ТТ. Для

подмагничивания используется ток той же частоты, что и первичный ток ТТ, или же ток тройной частоты. Схемы компенсации погрешностей подмагничиванием магнитопровода и соответствующие им векторные диаграммы приведены на рис. 2-6.

Компенсация погрешностей подмагничиванием от постороннего источника энергии (рис. 2-6, *а*). При использовании этого способа магнитопровод ТТ составляется из двух одинаковых магнитопроводов *1* и *2*, которые охватываются общей вторичной обмоткой *4* с числом витков w_2. Помимо вторичной обмотки на каждый магнитопровод намотана дополнительная обмотка *3* с числом витков w_3, которая и создает подмагничивание магнитопровода. Дополнительные обмотки имеют одинаковое число витков и включены встречно для устранения влияния магнитного потока, создаваемого дополнительными обмотками, на первичную и вторичную обмотки ТТ. Дополнительные обмотки присоединены к постороннему источнику переменного тока той же частоты, что и первичный ток.

При прохождении по дополнительным обмоткам *3* переменного тока магнитопроводы *1* и *2* подмагничиваются. Магнитная индукция в них увеличивается до значений, соответствующих наибольшей магнитной проницаемости материала магнитопровода. Это приводит согласно (2-16) к уменьшению токовой и угловой погрешностей.

На рис. 2-6 показано (точкой и крестом) направление магнитных потоков Φ_2 и Φ_3, создаваемых соответственно вторичной обмоткой *4* и дополнительными обмотками *3*. В магнитопроводе *1* потоки Φ_2 и Φ_3 направлены навстречу друг другу, а в магнитопроводе *2* они имеют одинаковое направление. Это приводит к увеличению м. д. с. намагничивания и индукции в каждом магнитопроводе. Соответственно этому увеличивается магнитная проницаемость материала и уменьшаются погрешности ТТ. Это ясно из сравнения векторных диаграмм на рис. 2-6, *г*. Влево от точки *О* отложены м. д. с. магнитопровода *1*, а вправо — магнитопровода *2*. Верхняя векторная диаграмма соответствует ТТ без компенсации, т. е. при обесточенных дополнительных обмотках *3*. В этом случае погрешности ТТ будут определяться значением м. д. с. намагничивания в каждом магнитопроводе.

Нижняя векторная диаграмма соответствует ТТ с компенсацией. В магнитопроводе *1* магнитные потоки $\dot{\Phi}_2$ и $\dot{\Phi}_3$ направлены навстречу друг другу, так же как и соответствующие им м. д. с. $\dot{F}_2$ и $\dot{F}_3$. Если м. д. с. $\dot{F}_2$ соответствует отрезку *АВ*, а м. д. с. $\dot{F}_3$ — отрезку *БВ*, то отрезок *АБ* будет равен разности $\dot{F}_2$ и $\dot{F}_3$, т. е. суммарной м. д. с. вторичной обмотки, направленной против первичной м. д. с. $\dot{F}_1$. Так как первичная м. д. с. осталась неизменной, а вторичная — уменьшилась, то м. д. с. намагничивания увеличивается. Теперь она будет равна $\dot{F}_0'$ (или отрезку *ОБ*).

Геометрическая сумма $\dot{F}_2$, $\dot{F}_3$ и $\dot{F}_0'$ будет $\dot{F}_1 = \dot{F}_2 - \dot{F}_3 + \dot{F}_0'$. Как видно из рис. 2-6, $\dot{F}_0' > F_0$, т. е. индукция в магнитопроводе увеличится.

В магнитопроводе *2* магнитные потоки $\dot{\Phi}_2$ и $\dot{\Phi}_3$, а также соответствующие им м. д. с. $\dot{F}_2$ и $\dot{F}_3$ направлены в одну сторону. Если м. д. с. $\dot{F}_2$ изобразить отрезком *ОД*, а м. д. с. $\dot{F}_3$ — отрезком *ДЕ*, то первичная м. д. с. будет представлена отрезком *ГЕ*. М. д. с. намагничивания $\dot{F}_0''$ для этого магнитопровода изобразится отрезком *ОГ*. При этом $\dot{F}_0'' > \dot{F}_0$, т. е. индукция и магнитная проницаемость в магнитопроводе увеличатся.

Угол между $\dot{F}_0'$ и $\dot{F}_0''$ в большинстве случаев близок к 180°. Поэтому общая м. д. с. намагничивания $\dot{F}_0$, действующая в каждом магнитопроводе, оказывается небольшой.

Для работы в режиме подмагничивания выбирают часть кривой намагничивания с наибольшей магнитной проницаемостью, что приводит к уменьшению абсолютных значений всех векторов м. д. с. намагничивания. Таким образом, вектор м. д. с. намагничивания $\dot{F}_0$ при компенсации будет меньше, чем без нее.

Компенсация погрешностей подмагничиванием магнитопровода может осуществляться с использованием не только тока промышленной частоты, но и тока тройной частоты [10, 14]. Многочисленными исследованиями установлено, что при одновременном намагничивании ферромагнитного материала токами разных частот происходит некоторое спрямление кривой намагничивания и увеличение угла наклона этой кривой к оси напряженности магнитного поля. Последнее уменьшает удельную м. д. с., т. е. токовую и угловую погрешности. При подмагничивании токами тройной частоты одновременно происходит размагничивание магнитопровода от остаточных магнитных потоков постоянного направления, в том числе от потока, создаваемого апериодической составляющей тока короткого замыкания.

Схема ТТ с компенсацией погрешности током тройной частоты такая же, как и с компенсацией током промышленной частоты (рис. 2-6, *а*). Магнитопровод ТТ состоит из двух кольцевых магнитопроводов *1* и *2*, на которые намотана вторичная обмотка *4*. Выводы вторичной обмотки соединяются с внешней вторичной цепью через автотрансформатор с ответвлениями. Это обеспечивает плавную регулировку коэффициента трансформации всей вторичной системы. Дополнительные обмотки *3* соединены последовательно и встречно. Они присоединены к ферромагнитному утроителю частоты, а последний подключен к сети трехфазного переменного тока.

Подмагничивание от постороннего источника промышленной частоты требует дополнительных питающих устройств, а подмагничивание токами тройной частоты — еще и регулирующих устройств. Все это ограничивает область применения этого метода компенсации.

Ценрумаг

Компенсация погрешностей подмагничиванием от вспомогательного ТТ, состоящего из магнитопровода *6* с наложенной на него обмоткой *5* (рис. 2-6, *б*). При этом питание вспомогательных обмоток *3*, расположенных на магнитопроводах *1* и *2*, осуществляется от обмотки *5* вспомогательного ТТ. Вспомогательные обмотки *3* имеют одинаковое число витков и соединены встречно. Магнитопроводы *1*, *2* и *6* с наложенными на них обмотками соединены вместе, представляя собой один элемент. Поперечное сечение магнитопровода *6* выбирается таким, чтобы он всегда находился в состоянии, близком к насыщению. Это обеспечивает примерно одно и то же подмагничивание при изменениях первичного тока. Компенсация погрешностей подмагничиванием от вспомогательного ТТ происходит точно так же, как рассмотренная выше компенсация подмагничиванием от постороннего источника.

Подмагничивание от вспомогательного ТТ обеспечивает уменьшение погрешностей во всем диапазоне токов нормального режима, однако усложняет конструкцию всего ТТ и увеличивает его габариты. К тому же при этом способе компенсации погрешностей нельзя достигнуть такого постоянства параметров ТТ, как при подмагничивании от постороннего источника. Но последний значительно дороже. Компенсация погрешностей подмагничиванием от вспомогательного ТТ может осуществляться и на токах тройной частоты.

Компенсация погрешностей подмагничиванием от постороннего источника энергии или от вспомогательного ТТ обеспечивает улучшение кривой погрешности на всем ее протяжении.

Компенсация погрешностей противонамагничиванием (рис. 2-6, *в*) отличается от рассмотренных выше двух способов компенсации погрешностей только тем, что здесь вторичная обмотка *7* является как основной обмоткой, так и подмагничивающей. Основная часть вторичной обмотки охватывает оба магнитопровода *1* и *2*. Кроме того, на магнитопровод *2* наложена дополнительная обмотка *8*, соединенная последовательно и согласно с основной обмоткой. Число витков вторичной обмотки несколько меньше номинального. Следовательно, на магнитопроводе *1* число витков будет меньше номинального, а на магнитопроводе *2* (с учетом дополнительной обмотки) — больше номинального. На магнитопроводе *1* м. д. с. намагничивания увеличится вследствие меньшего числа вторичных витков. Здесь будет преобладать первичная м. д. с. На магнитопроводе *2* м. д. с. намагничивания увеличится за счет дополнительной обмотки. Здесь будет преобладать вторичная м. д. с.

К преимуществам компенсации погрешности противонамагничиванием следует отнести простоту и дешевизну. Однако эффективность ее несколько меньше, чем эффективность компенсации погрешности от постороннего источника энергии.

ЦентрМет

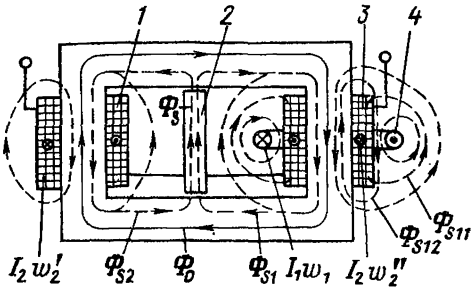


Рис. 2-7. Схема компенсации погрешностей ТТ, предложенная МЭИ

Компенсация погрешностей подмагничиванием полями рассеяния (компенсация МЭИ) [14, 64]. Вторичная обмотка разделена на две части *1* и *3* (рис. 2-7). Части вторичной обмотки *1* и *3* имеют соответственно число витков w_2' и w_2'' и соединены последовательно и согласно. Первичная обмотка *4* располагается на правом стержне магнитопровода. Внутри магнитопровода находится магнитный шунт *2*, по которому замыкаются потоки рассеяния. Воздушный зазор между стержнями магнитопровода и магнитным шунтом может изменяться. Это позволяет изменять в определенных пределах поток рассеяния.

Вторичная обмотка разделена на две части для увеличения потоков рассеяния. Магнитный шунт *2* тоже способствует этому. При токе $\dot{I}_2$ на левом стержне магнитопровода создается м. д. с. $\dot{I}_2 w_2'$, а на правом стержне — м. д. с. $\dot{I}_1 w_1 - \dot{I}_2 w_2''$. Последняя представляет собой избыток первичной м. д. с. Под действием м. д. с. $\dot{I}_1 w_1 - \dot{I}_2 w_2''$ и $\dot{I}_2 w_2'$ соответственно возникают магнитные потоки рассеяния $\dot{\Phi}_{s1}$ и $\dot{\Phi}_{s2}$, которые проходят через шунт *2*, образуя общий поток рассеяния $\dot{\Phi}_s$. Выбрав соответствующим образом магнитное сопротивление шунта, можно даже при малых первичных токах обеспечить незначительное магнитное сопротивление магнитопровода. Вследствие этого м. д. с., необходимая для проведения намагничивающего потока $\dot{\Phi}_0$, значительно уменьшается. Это приводит к уменьшению и токовой, и угловой погрешностей ТТ. Так, например, при токах 10—20 % номинального наибольшую магнитную проницаемость будет иметь участок магнитопровода, по которому замыкается поток рассеяния $\dot{\Phi}_{s1}$. Часть вторичной обмотки *1*, расположенная на левом стержне магнитопровода, будет сцепляться только с какой-то частью потока $\dot{\Phi}_0$. Это равносильно отмотке части ее витков и уменьшению погрешностей. При первичных токах, близких к номинальным и превышающих номинальные, происходит насыщение шунта и компенсация перестает действовать. В этом случае почти весь магнитный поток $\dot{\Phi}_0$ проходит по всему магнитопроводу, сцепляясь с обеими частями вторичной обмотки *1* и *3*, что равносильно увеличению числа витков этой обмотки. Поэтому погрешности увеличатся.

Таким образом, при малых первичных токах погрешности уменьшаются, а при токах, близких к номинальным, — уве-

НЕНТРМа

личиваются. Следовательно, кривая погрешностей спрямляется.

Уменьшение погрешностей рассматриваемым способом достигается не только путем повышения магнитной проницаемости магнитопровода, но и за счет уменьшения индуктивного сопротивления вторичной обмотки в результате так называемого двойного магнитного рассеяния. Под двойным магнитным рассеянием понимается такое рассеяние, при котором поток рассеяния одной обмотки сцепляется также и с другой обмоткой. Поток рассеяния $\dot{\Phi}_{s12}$ сцепляется только со вторичной обмоткой, а поток $\dot{\Phi}_{s11}$ сцепляется в основном с первичной обмоткой и частично со вторичной. Потоки $\dot{\Phi}_{s11}$ и $\dot{\Phi}_{s12}$ пересекают проводники обмоток в противоположных направлениях, индуцируя в них э. д. с. самоиндукции, отстающие от возбуждающих их потоков на 90°. В первичной и вторичной обмотках поток $\dot{\Phi}_{s11}$ индуцирует соответственно э. д. с. $\dot{E}_{s1}$ и $\dot{E}'_{s1}$, отстающие от него на 90°. Во вторичной обмотке поток $\dot{\Phi}_{s12}$ индуцирует э. д. с. $\dot{E}_{s2}$, отстающую от него на 90°. Так как потоки $\dot{\Phi}_{s11}$ и $\dot{\Phi}_{s12}$ имеют противоположные направления, то и индуцируемые ими э. д. с. $\dot{E}'_{s1}$ и $\dot{E}_{s2}$ направлены навстречу друг другу.

Результирующая э. д. с. рассеяния во вторичной обмотке равна разности модулей E'_{s1} и E_{s2} и определяется потоком Φ_{s11}. Увеличивая долю потока Φ_{s11}, сцепляющегося со вторичной обмоткой, можно добиться полной компенсации ее индуктивного сопротивления.

Компенсация погрешностей созданием нулевого потока [14]. При этом способе компенсации магнитопровод ТТ составляется из двух одинаковых магнитопроводов *1* и *2* (рис. 2-8). На магнитопровод *1* намотана часть вторичной обмотки из w_2 витков. Другая часть вторичной обмотки, состоящая из w_3 витков, намотана на магнитопровод *2*. На магнитопровод *2* намотано еще w_4 витков компенсационной обмотки. Компенсационная обмотка выполнена из того же провода, что и вторичная. Числа витков вторичной и компенсационной обмоток выбраны такими, что $0{,}5w_2 = w_3 = w_4$. Следовательно, $w_2 = w_3 + w_4$. Сопротивление вторичной обмотки с w_2 витками равно $2r_{2\,обм}$, а сопротивление каждой из обмоток w_3 и w_4 равно $r_{2\,обм}$.

Вторичная обмотка с числом витков $w_2 + w_3$ замыкается на вторичную нагрузку $z_{2н}$, а компенсационная обмотка — на регулируемое сопротивление z_3. Во вторичной цепи протекает ток I_2, а в компенсационной цепи — ток I_3.

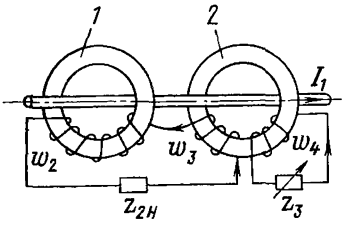


Рис. 2-8. Схема компенсации погрешностей ТТ методом нулевого потока

Рассмотрим работу такого ТТ без компенсации погрешности и при компенсации.

Без компенсации магнитное состояние обоих магнитопроводов должно быть одинаковым. Это будет, если по вторичной и компенсационной обмоткам проходит один и тот же ток, т. е. если $I_2 = I_3$. В этом случае магнитопровод *1* размагничивается м. д. с., равной $I_2 w_2$, а магнитопровод *2* — м. д. с., равной $I_2 (w_3 + w_4)$. Так как $w_2 = w_3 + w_4$, то размагничивающие м. д. с. в обоих магнитопроводах будут одинаковы.

Разность между первичной и вторичной м. д. с. будет соответствовать м. д. с. намагничивания обычного ТТ. Сопротивление z_3, при котором $I_2 = I_3$, может быть определено следующим образом. Нагрузка на один виток вторичной обмотки при токе $I_2 = I_3$ составит

$$z'_{2н} = \frac{z_{2н} + 3z_{2\,обм}}{2w_3 + w_3} = \frac{z_{2н} + 3z_{2\,обм}}{3w_3}.$$

Нагрузка на один виток компенсационной обмотки должна быть точно такой же. Тогда нагрузка на всю компенсационную обмотку будет

$$z_3 = z'_{2н} w_4 = \frac{z_{2н} + 3z_{2\,обм}}{3w_3} w_4 = \frac{z_{2н} + 3z_{2\,обм}}{3}.$$

При компенсации погрешностей магнитное состояние магнитопроводов будет различным. Предположим, начнем увеличивать z_3 по сравнению с тем, какое было без компенсации. Это вызовет уменьшение тока I_3 и м. д. с. размагничивания $I_3 w_4$. М. д. с. намагничивания в магнитопроводе *2* и индукция в нем увеличатся. Увеличение индукции в магнитопроводе *2* путем уменьшения тока в компенсационной обмотке разгрузит вторичную обмотку. Напряжение на последней повысится при неизменной вторичной нагрузке $z_{2н}$. Следовательно, несколько увеличится и ток I_2. Изменяя сопротивление z_3, можно добиться полного размагничивания магнитопровода *1*, т. е. равенства $I_1 w_1 = I_2 w_2$, и тем самым свести погрешности к нулю. При полном размагничивании магнитопровода *1* магнитный поток в нем будет равен нулю. Следовательно, э. д. с. в той части вторичной обмотки, которая находится на магнитопроводе *1*, тоже будет равна нулю. Э. д. с. в части вторичной обмотки, находящейся на магнитопроводе *2*, будет повышаться до тех пор, пока не станет равной падению напряжения во вторичной цепи. Таким образом последнее будет уравновешено только посредством обмотки с числом витков w_3.

Определим сопротивление z_3, при котором обеспечивается полная компенсация погрешностей. При полной компенсации вся вторичная нагрузка $z_{2н}$ (включая и внутреннее сопротивление обеих частей вторичной обмотки) приходится на витки w_3. Нагрузка на один виток составит

$$z''_{2н} = \frac{z_{2н} + 3z_{2\,обм}}{w_3}.$$

Такая же нагрузка должна приходиться и на один виток компенсационной нагрузки. Тогда

$$z_3 = z''_{2н} w_4 = \frac{z_{2н} + 3z_{2\,обм}}{w_3} w_4 = z_{2н} + 3z_{2\,обм},$$

т. е. при полной компенсации сопротивление z_3 должно быть равно полному сопротивлению ветви вторичного тока z_2, а

$$z_{3н} = z_3 - z_{2\,обм} = z_{2н} - 2z_{2\,обм}.$$

При компенсации погрешностей созданием нулевого потока размеры магнитопровода увеличиваются, так как он должен рассчитываться на двойную нагрузку. Компенсация погрешностей методом нулевого потока позволяет плавно регулировать токовую погрешность, доводя ее до нуля. Этот метод находит применение в некоторых типах лабораторных трансформаторов тока.

При проектировании ТТ спрямление кривой погрешности рассмотренными выше способами компенсации обычно сочетается с витковой коррекцией. В результате этого получается необходимая форма кривой погрешности и наиболее выгодное положение ее относительно оси абсцисс.

2-4. РАСЧЕТЫ ТОКОВОЙ И УГЛОВОЙ ПОГРЕШНОСТЕЙ

При расчете токовой и угловой погрешностей трансформатора тока для измерений некоторые его параметры являются заданными для конструктора и не могут им изменяться в ходе расчета, а другие выбираются по конструктивным и техническим соображениям.

Заданными параметрами являются: 1) номинальное напряжение (кВ); 2) номинальный первичный ток $I_{1н}$ (А); 3) номинальный вторичный ток $I_{2н}$ (А); 4) номинальная вторичная нагрузка $z_{2\,н.\,ном}$ (Ом); 5) термическая I_{tr} и электродинамическая $I_д$ стойкость.

Номинальное напряжение непосредственно не входит в расчетные формулы для определения погрешностей ТТ. Однако оно определяет толщину изоляции между первичной и вторичной обмотками и, следовательно, внутренний диаметр и среднюю длину магнитного пути в магнитопроводе.

К параметрам, которыми приходится задаваться или которые предварительно определяются при расчете погрешностей ТТ, относятся: 1) число витков первичной обмотки; 2) поперечное сечение и материал первичной обмотки; 3) размеры и материал изоляции между витками первичной обмотки (только для многовитковых трансформаторов тока); 4) поперечное сечение, форма и материал вторичной обмотки; 5) активное и индуктивное сопротивление вторичной обмотки; 6) размеры и форма магнитопровода; 7) марка и характеристика материала магнитопровода.

ЦентрМаг

Расчет токовой и угловой погрешностей производится при двух значениях первичного тока:

1. При первичном токе, равном 5 % номинального (для ТТ классов 0,2; 0,5 и 1) или 50 % номинального (для ТТ классов 3; 5 и 10), и при 100 %-ной вторичной нагрузке. В этом случае расчет дает наибольшую отрицательную токовую погрешность.

2. При первичном токе, равном 120 % номинального, и минимальной допустимой вторичной нагрузке (см. табл. 2-1). В этом случае расчет дает наименьшую отрицательную токовую погрешность.

В первом случае, т. е. при первичном токе 5 % (или 50 %) номинального и 100 %-ной вторичной нагрузке, удельную м. д. с. намагничивания следует определять для худших сортов данной марки электротехнической стали. Это будет наиболее тяжелый режим работы ТТ. Во втором случае, т. е. при первичном токе 120 % номинального и минимальной допустимой вторичной нагрузке, удельную м. д. с. намагничивания следует определять для лучших сортов данной марки электротехнической стали. Это будет наиболее легкий режим работы ТТ. Без коррекции погрешность в этом режиме примет наименьшее отрицательное значение. После коррекции погрешность этого ТТ будет иметь наибольшее положительное значение.

Число первичных витков, поперечное сечение первичной и вторичной обмоток, изоляция первичной обмотки, размеры магнитопровода выбираются в соответствии с указаниями, приведенными в § 8-1 и 8-2. Число вторичных витков вычисляется по формуле (1-3). Удельная м. д. с. $F_{уд}$ и угол потерь ψ для принятого материала магнитопровода определяются по кривым, приведенным на рис. 8-1, а также из табл. 8-1—8-9.

После выбора указанных выше данных можно приступить к определению погрешностей ТТ. Для этого вычисляются:

1. Активное сопротивление вторичной обмотки (в омах)

$$r_{2\,обм} = \rho l_2 w_{2н}/q_2,$$

где ρ — удельное сопротивление провода вторичной обмотки при наибольшей температуре, которую она может иметь во время работы ТТ, Ом·м; l_2 — длина провода вторичной обмотки (т. е. длина всех ее развернутых витков и выводных концов), м; $w_{2н}$ — номинальное число витков вторичной обмотки; q_2 — поперечное сечение провода вторичной обмотки, м^2.

2. Индуктивное сопротивление вторичной обмотки (в омах), намотанной равномерно на тороидальный магнитопровод прямоугольного сечения

$$x_{2\,обм} = 4\pi \cdot 10^{-7} f w_{2н}^2 h_н \ln (D_н/D_{вн}),$$

где f — частота тока, Гц; $w_{2н}$ — номинальное число витков вторичной обмотки; $h_и$ — высота магнитопровода с наложенной вторичной обмоткой и изоляцией, м; $D_н$ и $D_{вн}$ — наружный

и внутренний диаметры магнитопровода с наложенной вторичной обмоткой и с изоляцией, м.

3. Активная $r_{2н} = z_{2н} \cos \varphi_2$ и индуктивная $x_{2н} = z_{2н} \sin \varphi_2$ составляющие вторичной нагрузки. Вторичная нагрузка $z_{2н}$ при расчете наибольшей отрицательной погрешности принимается равной $z_{2\,н.\,ном}$, а при определении наименьшей отрицательной погрешности — $z_{2\,н.\,мин}$. Коэффициент мощности вторичной нагрузки $\cos \varphi_2$ в обоих случаях принимается равным 0,8.

4. Угол

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{x_{2\,обм} + x_{2н}}{r_{2\,обм} + r_{2н}}.$$

5. Сопротивление ветви вторичного тока (в омах)

$$z_2 = \sqrt{(r_{2\,обм} + r_{2н})^2 + (x_{2\,обм} + x_{2н})^2}.$$

6. Первичная м. д. с. F_1 при $I_1/I_{1н} = 0{,}05$ и $I_1/I_{1н} = 1{,}2$.

7. Вторичный ток $I_2 = I_{2н} I_1/I_{1н}$ (в амперах) при отношении $I_1/I_{1н}$, равном 0,05 и 1,2.

8. Вторичная э. д. с. $E_2 = I_2 z_2$ (в вольтах) для двух значений I_2, определенных в п. 7.

9. Индукция в магнитопроводе (в теслах) для двух значений E_2, определенных в п. 8:

$$B_{макс} = \frac{0{,}225 E_2}{f w_{2н} S_м}. \qquad (2\text{-}17)$$

10. Удельная м. д. с. $F_{уд}$ (А/м) для двух значений $B_{макс}$, определенных в п. 9 по кривой $B_{макс} = f(F_{уд})$.

11. Полная м. д. с. намагничивания $F_0 = F_{уд} l_м$ (в амперах).

12. Угол потерь ψ для двух значений $B_{макс}$, вычисленных в п. 9.

13. Значения $\sin(\psi + \alpha)$ и $\cos(\psi + \alpha)$ для углов α и ψ, определенных в п. 4 и 12.

14. Номинальная токовая погрешность (в процентах)

$$f_{iн} = \frac{F_0}{F_1} \sin(\psi + \alpha) \cdot 100.$$

15. Угловая погрешность (в сантирадианах)

$$\delta = \frac{F_0}{F_1} \cos(\psi + \alpha) \cdot 100$$

или (в минутах)

$$\delta = 3440 \frac{F_0}{F_1} \cos(\psi + \alpha).$$

Полученные значения номинальной токовой погрешности и угловой погрешности δ сравниваются с установленными для заданного класса точности (см. табл. 2-1). Если расчетные значения меньше указанных в табл. 2-1, то размеры магнитопровода и параметры обмоток выбраны правильно, если больше, то уменьшение их может быть достигнуто применением следующих мер:

ЦентрМаг

1) витковой коррекцией, т. е. отмоткой вторичных витков; 2) увеличением числа первичных витков w_1; 3) увеличением сечения магнитопровода $S_м$; 4) уменьшением средней длины магнитного пути $l_м$; 5) изготовлением магнитопровода из лучшей марки электротехнической стали.

Наиболее простым способом уменьшения токовой погрешности является витковая коррекция (см. § 2-3), которой и следует воспользоваться. Если при витковой коррекции погрешности трансформатора тока не укладываются в норму, то приходится использовать еще один из указанных выше способов уменьшения токовой погрешности, например компенсацией погрешностей (см. § 2-3).

Пример 2-3. Определить токовую и угловую погрешности ТТ на 110 кВ, имеющего звеньевую первичную обмотку. Трансформатор предназначен для измерений и должен иметь класс точности 0,2.

Исходные данные для расчета: номинальный первичный ток $I_{1н} = 1000$ А; номинальный вторичный ток $I_{2н}=5$ А; номинальная вторичная нагрузка $z_{2н.\ ном}= 1{,}2$ Ом; $\cos\varphi_2 = 0{,}8$; $\eta_м = 0{,}9$.

На основании рекомендаций, приведенных в § 8-1 и 8-2, определяем сечение первичной и вторичной обмоток, размеры изоляции, размеры и материал магнитопровода. В результате предварительного расчета получим: внутренний диаметр магнитопровода $d_{вн} = 0{,}2$ м; его наружный диаметр $d_н = 0{,}3$ м; высота $h = 0{,}04$ м; $l_м = 0{,}785$ м; $S_г = 2\cdot10^{-3}$ м^2; $S_д = 1{,}8\cdot10^{-3}$ м^2; $l_2 = 0{,}2$ м; $q_2 = 2{,}57\cdot10^{-6}$ м^2; $x_{2обм} = 0{,}25$ Ом.

Исходные данные и результаты предварительных расчетов заносим в табл. 2-3. Как видно из таблицы, номинальная токовая погрешность при $I_1 = 1{,}2I_{2н}$ составляет $f_{iн} = -0{,}0712$ %, а при токе $0{,}05I_{1н}$ имеем $f_{iн} = -0{,}55$ %; угловая погрешность соответственно равна 1,9′ и 14,8′. Следовательно, рассчитываемый ТТ укладывается в класс точности 0,2.

Если отмотать один виток вторичной обмотки, то при цене витка 0,25 согласно (2-12) токовая погрешность ТТ при $I_1/I_{1н} = 1{,}2$ будет $0{,}25 - 0{,}0712 = +0{,}1788$, а при токе $I_1 = 0{,}05I_{1н}$ составит $-0{,}3$.

Если же отмотать полвитка, то токовая погрешность при $I_1/I_{1н} = 1{,}2$ составит $+0{,}0538$, а при токе $I_1 = 0{,}05I_{1н}$ она будет $-0{,}425$.

Определение токовой и угловой погрешности может быть выполнено по программам 1 и 2 (табл. 2-4 и 2-5), составленным применительно к микрокалькулятору МК-61. Для большей наглядности эти программы составлены в той же последовательности, что и формуляр расчета (табл. 2-3), и по тем же расчетным формулам:

$$B_{макс} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\rho l_2 w_{2н}}{q_2} + 0{,}8z_{2н}\right)^2 + (x_{2\ обм} + 0{,}6z_{2н})^2}\ 0{,}45\ (I_1/I_{1н})\ I_{2н}}{(d_н - d_в)\, f w_{2н} h \eta_м};$$

$$f_i = \frac{\pi F_{уд}\,(d_н + d_{вн}) \sin\left(\operatorname{arctg}\dfrac{0{,}6z_{2н} + x_{2\ обм}}{0{,}8z_{2н} + \rho l_2 w_{2н}/q_2} + \psi\right)}{I_{1н} w_{1н} I_1/I_{1н}} \cdot 50;$$

$$\delta = \frac{\pi F_{уд}\,(d_н + d_{вн}) \cos\left(\operatorname{arctg}\dfrac{0{,}6z_{2н} + x_{2\ обм}}{0{,}8z_{2н} + \rho l_2 w_{2н}/q_2} + \psi\right)}{I_{1н} w_{1н} (I_1/I_{1н})} \cdot 1720.$$

Порядок расчета по указанным программам следующий:

Таблица 2-3. **Расчет погрешностей одноступенчатого трансформатора тока на 110 кВ**

	Исходные данные	Данные предварительного расчета
Задано	Номинальная первичная м. д. с. $F_{1н} = 2000$ А Номинальный первичный ток $I_{1н} = 1000$ А Номинальный вторичный ток $I_{2н} = 5$ А Номинальная вторичная нагрузка $z_{2н.\,ном} = 1{,}2$ Ом Коэффициент мощности вторичной нагрузкв $\cos\varphi_2 = 0{,}8$ Класс точности 0,2	Число витков первичной обмотки $w_{1н} = F_{1н}/I_{1н} = 2$ Номинальное число витков вторичной обмотки $w_{2н} = F_{1н}/I_{2н} = 2000/5 = 400$ Цена витка вторичной обмотки $100 : w_{2н} = 0{,}25$ Минимальиая вторичная нагрузка $z_{2н.\,мин} = 0{,}25\ z_{н.\,ном} = 0{,}3$ Ом Площадь сечения магнитопровода: геометрическая $S_г = 0{,}25 I_{2н}\ z_{2н.\,ном}: (f w_{2н} B_{макс} \eta_м) = 0{,}25 \cdot 5 \times 1{,}2/(50 \cdot 400 \cdot 0{,}042 \cdot 0{,}9) = 2 \cdot 10^{-3}$ м^2
Выбрано	Магнитопровод кольцевой: $d_н = 0{,}3$ м; $d_в = 0{,}2$ м; $h = 0{,}04$ м Коэффициент заполнения магнитопровода сталью $\eta_м = 0{,}9$ Провод вторичной обмотки медный, марки ПБОО; $d_2 = 1{,}81 \cdot 10^{-3}$ м; $q_2 = 2{,}57 \cdot 10^{-6}$ м^2	действительная $S_м = S_г \eta_м = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}9 = 1{,}8 \cdot 10^{-3}$ м^2 Средняя длина: магнитного пути $l_м = 0{,}5\pi\,(d_н + d_в) = 0{,}5\pi\,(0{,}3 + 0{,}2) = 0{,}785$ м витка вторичной обмотки $l_2 = 2\,[2\Delta_и + h_м + 0{,}5\,(d_н - d_в) + d_2 = 2\,[2 \cdot 0{,}003 + 0{,}04 + 0{,}5 \cdot (0{,}03 - 0{,}02) + 0{,}00181] = 0{,}2$ м
	Удельное сопротивление меди при $\vartheta = 75$ °С $\rho_{75} = 2{,}05 \cdot 10^{-8}$ Ом·м Наибольшая температура вторичной обмотки $\vartheta = 75$ °С Размеры магнитопровода со вторичной обмоткой при толщине изоляции $\Delta_и = 0{,}003$ м и числе слоев вторичной обмотки $n_2 = 1$ $D_н = d_н + 2\Delta_и + 2n_2 d_2 = 0{,}3 + 2 \cdot 0{,}003 + 2 \cdot 1 \times 0{,}0018 \approx 0{,}31$ м; $D_{вн} = d_в - 2\Delta_и - 2n_2 d_2 = 0{,}2 - 2 \cdot 0{,}006 - 2 \times 0{,}0018 \approx 0{,}19$ м; $h_и = h_м + 2\Delta_и = 0{,}04 + 2 \cdot 0{,}006 \approx 0{,}05$ м	Сопротивление вторичной обмотки: активное $r_{2обм} = \rho_{75} l_2 w_{2н}/q_2 = 2{,}05 \cdot 10^{-8} \cdot 0{,}2 \cdot 400/(2{,}57 \times 10^{-6}) = 0{,}638$ Ом индуктивное $x_{2обм} = 4 \cdot 10^{-7}\pi \times f w_{2н}^2 h_н \ln(D_н/D_в) = 4 \cdot 10^{-7}\pi \times 50 \cdot 400^2 \cdot 0{,}05 \cdot \ln(0{,}31/0{,}19) = 0{,}25$ Ом

Центрпроект

Продолжение табл. 2-3

Расчет наибольшей токовой и угловой погрешности	Отрицательной	Положительной
Вторичная нагрузка $z_{2н}$, Ом	1,2 ($z_{2н.\ ном}$)	0,3 ($z_{2н.\ ном}$)
Составляющие нагрузки, Ом:		
активная $r_{2н} = z_{2н} \cos \varphi_2$	0,96	0,24
индуктивная $x_{2н} = z_{2н} \sin \varphi_2$	0,72	0,18
Сопротивление ветви вторичного тока $z_2 = \sqrt{(r_{2обм} + r_{2н})^2 + (x_{2обм} + x_{2н})^2}$, Ом	1,87	0,978
Угол $\alpha = \operatorname{arctg} \frac{x_{2обм} + x_{2н}}{r_{2обм} + r_{2н}}$, ...°	31,3	26,1
Относительный первичный ток $I_1/I_{1н}$	0,05	1,20
Первичная м. д. с. $F_1 = F_{1н} I_1/I_{1н}$, А	100	2400
Вторичный ток $I_2 = I_{2н} I_1/I_{1н}$, А	0,25	6
Вторичная э. д. с. $E_2 = I_2 z_2$, В	0,467	5,87
Магнитная индукция $B_{макс} = 0{,}225 E_2/(f w_{2н} S_д)$, Тл	$2{,}92 \cdot 10^{-3}$	$3{,}66 \cdot 10^{-2}$
Сорт электротехнической стали марки 3411	Худший	Лучший
Удельная м. д. с. намагничивания $F_{уд}$ (по табл. 8-1), А/м	0,9	2,75
Полная м. д. с. намагничивания $F_0 = F_{уд} l_м$, А	0,7	2,16
Угол потерь ψ по табл. 8-7, ...°	20,5	26,2
$\sin(\psi + \alpha)$	0,786	0,791
$\cos(\psi + \alpha)$	0,618	0,611
Токовая погрешность номинальная $f_{iн} = (F_0/F_1) \sin(\psi + \alpha) \cdot 100$, %	—0,55	—0,0712
Коррекция витковая; число отмотанных витков Δw_2 (при цене витка 0,25)	1	1
Действительная токовая погрешность $f_{iд} = f_{iн} + \Delta w_2 \cdot 100/w_{2н}$, %	—0,3	+0,1788
Угловая погрешность $\delta = 3440 (F_0/F_1) \cos(\psi + \alpha)$, ...′	14,88	1,9

1. Набирается программа 1 для определения индукции $B_{макс}$ (табл. 2-4) *.

2. Исходные данные (заданные или предварительно рассчитанные) заносятся в следующие регистры памяти микрокалькулятора.

Исходные данные	Регистр (клавиши)	Исходные данные	Регистр (клавиши)
$\rho = 2{,}05 \cdot 10^{-8}$ Ом	P0 (x → П0)	$x_{2обм} = 0{,}25$ Ом	P6 (x → П6)
$d_н = 0{,}3$ м	P1 (x → П1)	$l_2 = 0{,}2$ м	P7 (x → П7)
$d_в = 0{,}2$ м	P2 (x → П2)	$h = 0{,}04$ м	P8 (x → П8)
$w_{2н} = 400$	P3 (x → П3)	$f = 50$ Гц	P9 (x → П9)
$q_2 = 2{,}57 \cdot 10^{-6}$ Ом	P4 (x → П4)	$\eta_м = 0{,}9$	Pa (x → Пa)
$I_{2н} = 5$ А	P5 (x → П5)		

* В эту и следующую программу введены переходы в режим «программирование» на адрес 00, осуществляемый нажатием клавиш FПРГ, и в режим «автоматическая работа», осуществляемый нажатием клавиш FABT.

ЦентрМаг

Таблица 2-4. **Программа 1 для определения индукции $B_{макс}$ в магнитопроводе**

Адрес	Клавиша	Адрес	Клавиша	Адрес	Клавиша	Адрес	Клавиша
	В/О, FПРГ	12	+	28	×	39	П → x3
00	П → x0	13	Fx^2	29	П → xb	40	÷
01	П → x7	14	П → xc	30	×	41	П → x8
02	×	15—17	0,6	31	П → x5	42	÷
03	П → x3	18	×	32	×	43	П → xa
04	×	19	П → x6	33	П → x1	44	÷
05	П → x4	20	+	34	П → x2	45	С/П
06	÷	21	Fx^2	35	—		F авт
07	П → xc	22	+	36	÷		
8—10	0,8	23	$F\sqrt{}$	37	П → x9		
11	×	24—27	0,45	38	÷		

3. Засылая $I_1/I_{1н} = 0{,}05$ в регистр Пb (клавиши x → Пb), а $z_{2\,н.ном} = 1{,}2$ Ом в регистр Пc (клавиши x → Пc) и нажимая клавиши В/О, С/П, через 15 с получаем на индикаторе магнитную индукцию $B'_{макс} = 2{,}92 \cdot 10^{-3}$ Тл при заданном отношении токов.

4. Засылая в регистр Пb (клавиши x → Пb) новое значение $I_1/I_{1н} = 1{,}2$, а в регистр Пc (клавиши x → Пc) новое значение $z_{2\,н.мин} = 0{,}3$ Ом и нажимая клавиши В/О, С/П, через 15 с получаем на индикаторе магнитную индукцию $B''_{макс} = 3{,}66 \cdot 10^{-2}$ Тл при заданном отношении токов.

5. По полученным значениям индукции $B'_{макс}$ и $B''_{макс}$ с помощью табл. 8-1—8-8 определяем удельные м. д. с. $F'_{уд} = 0{,}9$ А/м и $F''_{уд} = 2{,}75$ А/м и углы потерь $\psi' = 20{,}5°$ и $\psi'' = 26{,}2°$ при двух вышепринятых отношениях токов.

6. Набирается программа 2 для определения токовой f_i и угловой δ погрешностей (табл. 2-5).

7. Исходные данные (заданные или предварительно рассчитанные) заносятся в следующие регистры памяти микрокалькулятора.

Исходные данные	Регистр (клавиши)	Исходные данные	Регистр (клавиши)
$\rho = 2{,}05 \cdot 10^{-6}$ Ом	Р0 (x → П0)	$w_{1и} = 2$	Р5 (x → П5)
$d_н = 0{,}3$ м	Р1 (x → П1)	$x_{2обм} = 0{,}25$ Ом	Р6 (x → П6)
$d_в = 0{,}2$ м	Р2 (x → П2)	$l_2 = 0{,}2$ м	Р7 (x → П7)
$w_{2н} = 400$	Р3 (x → П3)	$I_{1н} = 1000$ А	Р8 (x → П8)
$q_2 = 2{,}57 \cdot 10^{-6}$ Ом	Р4 (x → П4)		

Таблица 2-5. **Программа 2 для определения номинальной токовой $f_{i\text{н}}$ и угловой δ погрешностей**

Адрес	Клавиши	Адрес	Клавиши	Адрес	Клавиши	Адрес	Клавиши
	В/О, FПРГ	16	×	29	П → x2	42	×
00—02	0,6	17	П → x4	30	+	43—44	50
03	П → xc	18	÷	31	×	45	×
04	×	19	+	32	П → x8	46	С/П
05	П → x6	20	÷	33	÷	47	П → x9
06	+	21	F tg^{-1}	34	П → x5	48	F cos
07—09	0,8	22	П → xe	35	÷	49	П → xd
10	П → xc	23	+	36	П → xb	50	×
11	×	24	x → П9	37	÷	51—54	1720
12	П → x0	25	Fπ	38	x → Пd	55	×
13	П → x7	26	П → xa	39	П → x9	56	С/П
14	×	27	×	40	F sin		F авт
15	П → x3	28	П → x1	41	П → xd		

8. Засылая значения $F'_{\text{уд}} = 0{,}9$ А/м в регистр Па (клавиши x → Па); $I_1/I_{1\text{н}} = 0{,}05$ в регистр Пb (клавиши x → Пb); $z_{2\text{ н. ном}} = 1{,}2$ Ом в регистр Пс (клавиши x → Пс); $\psi' = 20{,}5°$ в регистр Пе (клавиши x → Пе) и нажимая клавиши В/О и С/П, через 15 с получим на индикаторе номинальную токовую погрешность $f_{i\text{н}} = 0{,}5551538$ при заданном отношении $I_1/I_{1\text{н}}$ и $z_{2\text{н}} = z_{2\text{ н. ном}}$.

9. Нажимая еще раз на клавишу С/П, через 15 с получаем на индикаторе угловую погрешность $\delta' = 14{,}88'$.

10. Подставляя новые значения $F''_{\text{уд}}$ в регистр Па (клавиши x → Па); $I_1/I_{1\text{н}} = 1{,}2$ в регистр Пb (клавиши x → Пb); $z_{2\text{ н. ном}} = 0{,}3$ Ом в регистр Пс (клавиши x → Пс); $\psi'' = 26{,}2°$ в регистр Пе (клавиши x → Пе) и нажимая клавиши В/О, С/П, через 15 с получаем на индикаторе номинальную токовую погрешность $f_{i\text{н}} = -0{,}0712$ при заданном отношении $I_1/I_{1\text{н}}$ и $z_{2\text{н}} = z_{2\text{ н. мин}}$.

11. Нажимая еще раз клавишу С/П, через 15 с получаем на индикаторе угловую погрешность $\delta'' = 1{,}9'$, соответствующую параметрам, приведенным в п. 10.

Расчет токовой и угловой погрешности предыдущей задачи, (см. программы 1 и 2), решаемой на ЭВМ с использованием языка «бэйсик», приведен в программе 3, составленной канд. техн. наук А. М. Сегалем. В основу программы положены формулы $B_{\text{макс}}$, f_i и δ, приведенные на стр. 60.

Для обозначения идентификаторов (имен переменных) бэйсик допускает не более двух символов, а именно букву или букву с цифрой, причем прописные латинские буквы должны предшествовать цифрам.

Ниже приводятся идентификаторы и соответствующие переменные данной задачи, взятые из программ 1 и 2:

R — ρ; D2 — $d_{\text{н}}$; D1 — $d_{\text{в}}$; X2 — $x_{2\text{ обм}}$; L2 — l_2; H — h; W2 — $w_{2\text{н}}$; Q2 — q_2; I2 — $I_{2\text{н}}$; I1 — $I_{1\text{н}}$; F — f; K1 — $\eta_{\text{м}}$;

I — $I_1/I_{1н}$; Z2 — $z_{2н}$; F1 — $F_{уд}$; P — Φ; B — $B_{макс}$; F2 — f_i; D — δ; W1 — $w_{1н}$; P1 или # PI — π; T — $\varnothing$. 5; W — 1 или $\varnothing$; W и T нужны для управления счетом; идентификаторы C1, C2, C3, C4, C5, C6, S1, S2, S3 соответствуют вспомогательным величинам, получаемым в процессе счета.

При составлении программы следует помнить, что в бэйсике в десятичной дроби вместо запятой ставят точку, а запятая ставится лишь для того, чтобы отделить одно вводимое число от другого. В языке «бэйсик» приняты следующие символы:

1. Символ — означает пробел между буквами и цифрами.

2. Символ $\varnothing$ означает нуль, а символ O — букву O.

3. Возведение в степень обозначают по-разному в различных ЭВМ. Так, например, a^2 записывают по одному из следующих вариантов: A ¬ 2, или A * *2 или A ∧ 2. В нижеприведенной программе принят символ A ¬ 2.

4. Арифметические символы: — минус; + плюс; * умножение; / деление (косая черта).

5. Корень квадратный обозначается тремя буквами SQR, после которых в скобках ставится выражение (или строка программы), из которого извлекается корень (см. строку программы C4).

6. Символ arctg обозначается буквами ATN, за которыми в скобках стоит значение тангенса (S1).

7. Символ E соответствует числу 10. Обозначение E — 8 соответствует 10^{-8}, а E + 6 соответствует 10^6.

8. Символ GOTO — оператор перехода, после него указывается номер строки, на которую должен быть сделан переход.

Каждая строка программы начинается с номера строки и заканчивается обозначением одной из следующих клавиш: |ПС| — перевод строки; |ВК| — возврат каретки; |ПЕРЕДАЧА|; |ВВОД|; в зависимости от типа ЭВМ. Мы будем пользоваться клавишей |ПС|.

Программа состоит из двух частей: 10 ... 100 для определения магнитной индукции $B_{макс}$ и 210 ... 290 для определения F2 и D (f_i и δ). Имеется также логическая связка 110, 120, позволяющая определить последовательность программ.

Сначала следует набрать программу, а затем проверить набор. Для этого набирают директиву LIST |ПС|, означающую «давай программу». В состав каждой программы входят операторы, которым предшествует номер строки — необходимый атрибут программы. Директивы являются частью операционной системы и в программу не входят, их отличают по отсутствию предшествующего числа — номера строки.

После того как набрана директива LIST, на дисплее появляется начало программы.

ЦНТИМаг

```
10 ␣ INPUT ␣ R,D2,D1,X2,L2,H,W2,Q2,I2,F,K1,I1,W1,T [ПС]
20 ␣ INPUT ␣ I,Z2 [ПС]
30 ␣ C1 = (R * L2 * W2/Q2 + 0.8 * Z2) ↑ 2 [ПС]
40 ␣ C2 = (X2 + Ø.6 * Z2) ↑ 2 [ПС]
50 ␣ C3 = C1 + C2 [ПС]
60 ␣ C4 = SQR (C3) [ПС]
70 ␣ C5 = Ø.45 * I * I2 [ПС]
80 ␣ C6 = (D2 – D1) * F * W2 * H * K1 [ПС]
90 ␣ B = C4 * C5/C6 [ПС]
100 ␣ PRINT ␣ I,Z2,B [ПС]
110 ␣ INPUT ␣ W [ПС]
120 ␣ IF ␣ W > T ␣ GOTO ␣ 20 [ПС]
210 ␣ INPUT ␣ I,Z2,F1,P [ПС]
220 ␣ P1 = # PI [ПС]
230 ␣ P = P * P1/180 [ПС]
240 ␣ S1 = (Ø.6 * Z2 + X2)/(Ø.8 * Z2 + R * L * W2/Q2) [ПС]
250 ␣ S2 = ATN (S1) + P [ПС]
260 ␣ S3 = P1 * F1 * (D2 + D1)/(I1 * W1 * I) [ПС]
270 ␣ F2 = SIN (S2) * S3 * 50 [ПС]
280 ␣ D = COS (S2) * S3 * 1720 [ПС]
290 ␣ PRINT ␣ I,Z2,F1,D [ПС]
300 ␣ INPUT ␣ W [ПС]
310 ␣ IF W > T GOTO 210 [ПС]
320 ␣ END [ПС]
```

Для запуска программы на решение набирают директиву RUN [ПС], означающую начало работы («беги работать»). ЭВМ начинает работать по программе и на операторе INPUT, означающем «введи исходные данные» (строка 10), останавливается. На дисплее высвечивается [?]

В ответ на этот сигнал следует ввести исходные данные, соответствующие идентификаторам

R, D2, D1, X2, L2, H, W2, Q2, I2, F, K1, I1, W1, T,

а именно

2.05 E — 8, 0.3, 0.2, 0.25, 0.2, 0.04, 400, 2.57 E — 6, 5, 50, 0,9, 1000, 2, 0.5 [ПС].

Эти данные, характеризующие определенный трансформатор тока, не меняются в процессе решения задачи.

После нажатия [ПС] по команде INPUT («введи»), на этот раз на строке 20, снова высвечивается [?] и запрашиваются данные о токе и нагрузке, соответствующие определенному режиму

ЦентрМаг

трансформатора, I и Z2. Так, например, этими данными будут 0.05, 1.2 |ПС|.

После нажатия клавиши |ПС| ЭВМ некоторое время (примерно 3 с) работает, после чего на дисплее по команде PRINT, означающей «печатай» (строка 100), на дисплее индуцируются значения I, Z2, B. В данном примере это будут значения 0.05, 1.2, 2.92 E — 3.

Записав указанные значения I, Z2, B, нажимают |ПС|, и на дисплее по оператору INPUT (строка 110) высвечивается |?|. В ответ на этот символ следует ввести ∅ |ПС|, если нам не требуется определять индукцию B при других значениях I и Z2. Если же это нужно, то следует нажать клавиши I |ПС|.

В этом случае на экране по оператору INPUT из 20-й строки опять появится символ |?|, требующий ввода других значений I и Z2. Вводим например: 1.2, 0.3 |ПС|.

После счета (примерно 3 с) на дисплее индуцируются значения I, Z2, B, а именно 1.2, 0.3, 3.66 E — 2.

Записав полученные данные, определяем с помощью табл. 8-1—8-8 удельные м. д. с. F1 = 0,9 А/м и 2,75 А/м и углы потерь P = 20,5° и 26,2° соответственно для индукции $2{,}92 \cdot 10^{-3}$ Тл и $3{,}66 \cdot 10^{-2}$ Тл.

Нажимаем |ПС|, и на дисплее по команде INPUT в 110-й строке опять высвечивается символ |?|. На этот раз нам возвращаться на строку 20 не надо, и поэтому следует набрать ∅ |ПС|.

После этого ЭВМ останавливает счет по команде INPUT, записанной в 210-й строке, и на дисплее появляется символ |?|, требующий ввода значений I, Z2, F1, P. Для первого варианта набираем: 0.05, 1.2, 0.9, 20.5 |ПС|. После счета ЭВМ останавливается по оператору PRINT на 290-й строке и на дисплее индуцируются значения I, Z2, F1, D, а именно: 0.05, 1.2, 0.55515, 14.88.

Записав полученные данные, нажимаем клавишу |ПС|. На дисплее по команде INPUT, записанной в 300-й строке, появляется символ |?|. Если нам не надо продолжать счет, то следует нажать клавишу O. Если же надо продолжить счет, следует нажать клавишу I. Итак, набирем: I |ПС|.

ЭВМ переходит на 210-ю строку и останавливается по оператору INPUT, ожидая введения других значений I, Z2, F1, P, соответствующих второму варианту. Набираем: 1.2, 0.3, 2.75, 26.2 |ПС|.

ЦентрМаг

После счета ЭВМ останавливается по оператору PRINT на 290-й строке и на дисплее индуцируются новые значения I, Z2, F1, D, а именно 1.2, 0.3, —0.0712, 1.9.

Записав полученные данные, нажимаем клавишу |ПС|. На дисплее по команде INPUT, записанной в 300-й строке, появляется символ |?|. Теперь нам надо закончить счет, и поэтому следует набрать Ø|ПС|.

ЭВМ останавливается, и на экране высвечивается READY («готово»). Этот символ означает, что счет по программе окончен и ЭВМ готова к введению новых программ или счета по другим программам. Если есть необходимость просчитать снова по данной программе, следует набрать RUN |ПС| («начало работы»). Если возникла необходимость просчитать только по второй части программы, начиная со строки 210-й, следует набрать GOTO— 21Ø. Если надо закончить расчеты и выйти из бэйсика, следует набрать BYE — конец работы («до свидания»).

По методике, приведенной в настоящем параграфе, можно производить расчеты не только одноступенчатых, но и многоступенчатых (каскадных) трансформаторов тока. Погрешности каскадного ТТ складываются из погрешностей его ступеней. Следует помнить, что погрешности верхней ступени ТТ зависят от полного сопротивления всех обмоток нижней ступени с их вторичными нагрузками. Следовательно, погрешности верхней ступени трансформатора тока зависят не только от внешней нагрузки, но и от нагрузки вторичных обмоток нижней ступени ТТ.

Токовая погрешность каскадного ТТ равна алгебраической сумме токовых погрешностей его ступеней. Угловая погрешность каскадного ТТ равна алгебраической сумме угловых погрешностей каждой из его ступеней.

Расчет погрешностей нижней ступени производится для двух значений вторичной нагрузки:

1) номинальной $z_{2\,н.ном}$ при $I_1 = 0{,}05I_{1н}$ и $\cos\varphi_2 = 0{,}8$;

2) равной $0{,}25z_{2\,н.ном}$ при $I_1 = 1{,}2I_{1н}$ и $\cos\varphi_2 = 0{,}8$.

Определение активной и индуктивной нагрузки вторичной обмотки верхней ступени, а затем и расчет погрешностей ТТ производим для четырех значений вторичной нагрузки нижней ступени.

Первый вариант: нагрузка каждой из вторичных обмоток нижней ступени равна $z_{2\,н.ном}$; $\cos\varphi_2 = 0{,}8$; $I_1 = 0{,}05I_{1н}$.

Активное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени (в омах)

$$r_{2н}^{в} = r_1^{н} + (\sum r_{2обм} + \sum r_{2н})_{пр}, \qquad (2\text{-}18)$$

где $r_1^{н}$ — активное сопротивление первичной обмотки нижней ступени, Ом; $(\sum r_{2\,обм} + \sum r_{2н})_{пр}$ — сумма активных сопротив-

лений вторичных обмоток нижней ступени и присоединенных к ним нагрузок, приведенная к верхней ступени, Ом:

$$\left(\sum r_{2\,\text{обм}} + \sum r_{2\text{н}}\right)_{\text{пр}} = \frac{\sum_1^n r_{2\,\text{обм}} + \sum_1^n r_{2\text{н}}}{(n_{\text{н}}^{\text{н}})^2}; \qquad (2\text{-}19)$$

здесь $r_{2\text{обм}}$ — активное сопротивление каждой из вторичных обмоток нижней ступени, Ом; $r_{2\text{н}}$ — активное сопротивление нагрузки, подключенной к каждой вторичной обмотке нижней ступени, Ом; n — число вторичных обмоток в нижней ступени; $n_{\text{н}}^{\text{н}}$ — коэффициент трансформации нижней ступени.

Индуктивное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени (в омах)

$$x_{2\text{н}}^{\text{в}} = x_1^{\text{н}} + (\sum x_{2\,\text{обм}} + \sum x_{2\text{н}})_{\text{пр}}, \qquad (2\text{-}20)$$

где $x_1^{\text{н}}$ — индуктивное сопротивление первичной обмотки нижней ступени (см. § 8-2), Ом; $(\sum x_{2\,\text{обм}} + \sum x_{2\text{н}})_{\text{пр}}$ — сумма индуктивных сопротивлений вторичных обмоток нижней ступени и присоединенных к ним нагрузок, приведенная к верхней ступени, Ом:

$$\left(\sum x_{2\,\text{обм}} + \sum x_{2\text{н}}\right)_{\text{пр}} = \frac{\sum_1^n x_{2\,\text{обм}} + \sum_1^n x_{2\text{н}}}{(n_{\text{н}}^{\text{н}})^2}; \qquad (2\text{-}21)$$

здесь $x_{2\,\text{обм}}$ — индуктивное сопротивление каждой из вторичных обмоток, Ом; $x_{2\text{н}}$ — индуктивное сопротивление нагрузки, подключенной ко вторичной обмотке, Ом.

Второй вариант: нагрузка каждой из вторичных обмоток нижней ступени равна $0{,}25 z_{2\,\text{н. ном}}$; $\cos\varphi_2 = 0{,}8$; $I_1 = 1{,}2 I_{1\text{н}}$.

Активное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени (в омах)

$$r_{2\text{н}}^{\text{в}} = r_1^{\text{н}} + (\sum r_{2\,\text{обм}} + 0{,}25 \sum r_{2\text{н}})_{\text{пр}}, \qquad (2\text{-}22)$$

где $r_1^{\text{н}}$ — активное сопротивление первичной обмотки нижней ступени, Ом; $(\sum r_{2\,\text{обм}} + 0{,}25 \sum r_{2\text{н}})_{\text{пр}}$ — сумма активных сопротивлений вторичных обмоток нижней ступени и присоединенных к ним нагрузок, приведенная к верхней ступени, Ом:

$$\left(\sum r_{2\,\text{обм}} + 0{,}25 \sum r_{2\text{н}}\right)_{\text{пр}} = \frac{\sum_1^n r_{2\,\text{обм}} + 0{,}25 \sum_1^n r_{2\text{н}}}{(n_{\text{н}}^{\text{н}})^2}. \qquad (2\text{-}23)$$

Индуктивное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени (в омах)

$$x_{2\text{н}}^{\text{в}} = x_1^{\text{н}} + (\sum x_{2\,\text{обм}} + 0{,}25 \sum x_{2\text{н}})_{\text{пр}}, \qquad (2\text{-}24)$$

где $x_1^{\text{н}}$ — индуктивное сопротивление первичной обмотки нижней ступени, Ом; $(\sum x_{2\,\text{обм}} + 0{,}25 \sum x_{2\text{н}})_{\text{пр}}$ — сумма индуктивных со-

ЦентрМаг

противлений вторичных обмоток нижней ступени и присоединенных к ним нагрузок, приведенная к верхней ступени (Ом):

$$\left(\sum x_{2\,\text{обм}} + 0{,}25\sum x_{2\text{н}}\right)_{\text{пр}} = \frac{\sum_1^n x_{2\,\text{обм}} + 0{,}25\sum_1^n x_{2\text{н}}}{(n_{\text{н}}^{\text{н}})^2}. \quad (2\text{-}25)$$

Третий вариант: нагрузка трех вторичных обмоток нижней ступени равна номинальной $z_{2\,\text{н.ном}}$, а четвертой обмотки — меньше номинальной для всех нагрузок; $\cos\varphi_2 = 0{,}8$; $I_1 = KI_{1\text{н}}$.

Активное и индуктивное сопротивления нагрузки вторичной обмотки верхней ступени (в омах) определяются соответственно по (2-18) и (2-20). Активное и индуктивное сопротивления одной из обмоток нижней ступени меньше номинального, и в этой обмотке $I_1 = KI_{1\text{н}}$. Здесь K — кратность первичного тока относительно номинального, установленная для этой обмотки при меньшей вторичной нагрузке; $\cos\varphi_2 = 0{,}8$ для всех обмоток.

Четвертый вариант: нагрузка всех вторичных обмоток нижней ступени равна нулю; $z_{2\text{н}} = 0$; $I_1 = 1{,}2I_{1\text{н}}$.

Активное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени (в омах)

$$r_{2\text{н}}^{\text{в}} = r_1^{\text{н}} + (\sum r_{2\,\text{обм}})_{\text{пр}}, \quad (2\text{-}26)$$

где $(\sum r_{2\,\text{обм}})_{\text{пр}}$ — сумма активных сопротивлений вторичных обмоток нижней ступени, приведенная к верхней ступени, Ом:

$$\left(\sum r_{2\,\text{обм}}\right)_{\text{пр}} = \frac{\sum_1^n r_{2\,\text{обм}}}{(n_{\text{н}}^{\text{н}})^2}. \quad (2\text{-}27)$$

Индуктивное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени (в омах)

$$x_{2\text{н}}^{\text{в}} = x_1^{\text{н}} + (\sum x_{2\,\text{обм}})_{\text{пр}}, \quad (2\text{-}28)$$

где $(\sum x_{2\,\text{обм}})_{\text{пр}}$ — сумма индуктивных сопротивлений нагрузки вторичной обмотки верхней ступени, Ом:

$$\left(\sum x_{2\,\text{обм}}\right)_{\text{пр}} = \frac{\sum_1^n x_{2\,\text{обм}}}{(n_{\text{н}}^{\text{н}})^2}. \quad (2\text{-}29)$$

Для лучшего усвоения методики расчета каскадного ТТ, изложенной выше, рассмотрим расчет каскадного ТТ на 500 кВ выполненный в ЛПО «Электроаппарат».

Пример 2-4. Рассчитать погрешности каскадного ТТ на 500 кВ, имеющего две ступени. Номинальный первичный ток $I_{1\text{н}} = 1000$ и 2000 А; номинальный вторичный ток $I_{2\text{н}} = 1$ А. ТТ имеет четыре обмотки: одну класса 0,5 для измерений и три — для релейной защиты (P_1, P_2 и P_3). Номинальная нагрузка вторичных обмоток: 1) 30 Ом в классе 0,5 для измерений; 2) 75 Ом для вторичных обмо-

ЦентрМаг

ток P_1 и P_2; 3) 75 и 10 Ом для вторичной обмотки P_3. Номинальная предельная кратность первичного тока K для вторичных обмоток не менее 20 (кроме вторичной обмотки P_3 при нагрузке 10 Ом; для нее K должно быть не менее 26).

Проектируемый ТТ имеет два номинальных первичных тока (1000 и 2000 А). Поэтому первичную обмотку следует выполнить из двух одинаковых секций, соединяемых последовательно или параллельно при помощи переключателя. При таком исполнении первичная м. д. с. будет одна и та же (2000 А) для обоих значений первичного тока.

Ступени каскадного ТТ берем одинаковыми для унификации внешней и внутренней изоляции. Внутреннюю изоляцию выбираем рымовидного типа (см. § 8-2).

Номинальный вторичный ток верхней ступени $I_{2н}^{в}$ принимаем равным 20 А. Тогда номинальный коэффициент трансформации верхней ступени $n_{н}^{в} = 2000/20$, а нижней ступени $n_{н}^{н} = 20/1$.

В соответствии с рекомендациями, приведенными в § 8-1 и 8-2, определяем размеры магнитопроводов и внутренней изоляции. Магнитопровод верхней ступени должен иметь действительную площадь сечения $S_м = 1{,}64 \cdot 10^{-2}$ м². Его высота $h = 0{,}2$ м. Магнитопровод делаем составным из пяти магнитопроводов: двух 470/660×60 мм, одного 470/660×30 мм и двух 500/660×25 мм. Коэффициент заполнения $\eta_{м} = 0{,}9$.

Магнитопроводы нижней ступени:

1) обмотки для измерений ∅ 470/660×85 мм; его действительная площадь сечения $S_м = 7{,}26 \cdot 10^{-3}$ м²;

2) обмотка для релейной защиты P_1 ∅ 470/660×25 мм; $S_м = 2{,}14 \cdot 10^{-3}$ м²;

3) обмотки для релейной защиты P_2 и P_3 ∅ 500/660×30 мм; $S_м = 2{,}16 \cdot 10^{-3}$ м².

Для вторичной обмотки верхней ступени выбираем провод ЛВДО 8×8 мм (сечение 51,1 мм²); ее активное сопротивление $r_{2обм} = 0{,}03$ Ом; индуктивное сопротивление $x_{2обм} = 0{,}06$ Ом.

Для первичной обмотки нижней ступени выбираем провод ЛВДО 4,4×4,4 мм (сечение 15,5 мм²); активное сопротивление $r_1^{н} = 0{,}155$ Ом; индуктивное сопротивление $x_1^{н} = 0{,}4$ Ом.

Для вторичных обмоток нижней ступени выбираем медный провод ПЭЛБД диаметром 1,35 мм (сечение 1,43 мм²). Активные сопротивления этих обмоток составляют: 1) измерительной обмотки 11,9 Ом; 2) релейной обмотки P_1 8,23 Ом; 3) релейных обмоток P_2 и P_3 7,64 Ом. Индуктивное сопротивление всех вторичных обмоток нижней ступени можно принять равным нулю.

Определяем активное сопротивление вторичной нагрузки для четырех расчетных вариантов.

Первый вариант: нагрузка на каждой из вторичных обмоток равна $z_{2н.ном}$ при $I_1 = 0{,}05 I_{1н}$, $\cos \varphi_2 = 0{,}8$.

Сумма активных сопротивлений вторичных обмоток нижней ступени и присоединенных к ним нагрузок, приведенная к верхней ступени [см. формулу (2-19)],

$$\left(\sum_{n=1}^{4} r_{2\,обм} + \sum_{n=1}^{4} r_{2н}\right)_{пр} =$$

$$= (11{,}9 + 8{,}23 + 2 \cdot 7{,}64 + 30 \cdot 0{,}8 + 3 \cdot 75 \cdot 0{,}8)/20^2 = 0{,}6 \text{ Ом}.$$

Активное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени [см. формулу (2-18)]

$$r_{2н}^{в} = r_1^{н} + (\Sigma r_{2обм} + \Sigma r_{2н})_{пр} = 0{,}155 + 0{,}6 = 0{,}755 \text{ Ом}.$$

Цнтрмаг

Индуктивное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени по (2-20)

$$x_{2н}^{в} = x_1^{н} + (\sum x_{2обм} + \sum x_{2н})_{пр} =$$
$$= 0{,}4 + (30 \cdot 0{,}6 + 3 \cdot 75 \cdot 0{,}6)/20^2 = 0{,}783 \text{ Ом}.$$

Второй вариант: нагрузка каждой из вторичных обмоток нижней ступени $0{,}25 z_{2\,н.\,ном}$ при $I_1 = 1{,}2 I_{1\,ном}$; $\cos \varphi_2 = 0{,}8$.

Активное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени [см. формулу (2-22)]

$$r_{2н}^{в} = r_1^{н} + (\sum r_{2обм} + 0{,}25 \sum r_{2н})_{пр} =$$
$$= 0{,}155 + (11{,}9 + 8{,}23 + 2 \cdot 7{,}64 + 0{,}25 \cdot 30 \cdot 0{,}8 +$$
$$+ 3 \cdot 0{,}25 \cdot 75 \cdot 0{,}8)/20^2 = 0{,}371 \text{ Ом}.$$

Индуктивное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени [см. формулу (2-24)]

$$x_{2н}^{в} = x_1^{н} + (\sum x_{2обм} + 0{,}25 \sum x_{2н})_{пр} =$$
$$= 0{,}4 + (0{,}25 \cdot 30 \cdot 0{,}6 + 0{,}25 \cdot 3 \cdot 75 \cdot 0{,}6)/20^2 = 0{,}496 \text{ Ом}.$$

Третий вариант: нагрузка каждой из трех обмоток — измерительной и двух релейных P_1 и P_2 — равна номинальной $z_{2\,н.\,ном}$, а релейной обмотки P_3 равна 10 Ом; $\cos \varphi_2 = 0{,}8$; $I_1 = K I_{1н}$. Активное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени [см. формулу (2-18)]

$$r_{2н}^{в} = r_1^{н} + (\sum r_{2обм} + \sum r_{2н})_{пр} =$$
$$= 0{,}155 + (11{,}9 + 8{,}23 + 2 \cdot 7{,}64 + 30 \cdot 0{,}8 + 2 \cdot 75 \cdot 0{,}8 +$$
$$+ 10 \cdot 0{,}8)/20^2 = 0{,}623 \text{ Ом}.$$

Индуктивное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени [см. формулу (2-20)]

$$x_{2н}^{в} = x_1^{н} + (\sum x_{2обм} + \sum x_{2н})_{пр} =$$
$$= 0{,}4 + (30 \cdot 0{,}6 + 2 \cdot 75 \cdot 0{,}6 + 10 \cdot 0{,}6)/20^2 = 0{,}685 \text{ Ом}.$$

Четвертый вариант: нагрузка каждой из вторичных обмоток нижней ступени $z_{2н} = 0$; $I_1 = 1{,}2 I_{1\,обм}$. Активное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени [см. формулу (2-26)]

$$r_{2н}^{в} = r_1^{н} + (\sum r_{2обм})_{пр} =$$
$$= 0{,}155 + (11{,}9 + 8{,}23 + 2 \cdot 7{,}64)/20^2 = 0{,}243 \text{ Ом}.$$

LibrMag

Таблица 2-6. **Расчет погрешностей каскадного трансформатора тока на 500 кВ (верхняя ступень)**

	Исходные данные	Данные предварительного расчета
Задано	Номинальная первичная м. д. с. $F_{1н} = 2000$ А Номинальный первичный ток $I_{1н} = 1000$ и 2000 А Номинальный вторичный ток $I^{в}_{2н} = 20$ А Номинальная нагрузка измерительной обмотки нижней ступени $z_{2н.\,ном} = 30$ Ом Коэффициент мощности вторичной нагрузки $\cos\varphi_2 = 0{,}8$ Класс точности 0,2	
Выбрано	Магнитопровод составной, содержит пять кольцевых магнитопроводов: два ∅ 470/660×60 мм один ∅ 470/660×30 мм два ∅ 500/660×25 мм Коэффициент заполнения магнитопровода $\eta_м = 0{,}9$ Сталь магнитопровода марки 3413 лучшего сорта Провод вторичной обмотки медный многожильный, марки ЛВДО, сечение 8×8 мм; $q_2 = 51{,}2\cdot10^{-6}$ м² Наибольшая температура вторичной обмотки $\vartheta = 75$ °С; удельное сопротивление меди при $\vartheta = 75$ °С $\rho_{75} = 2{,}05\cdot10^{-8}$ Ом·м Предельная расчетная индукция $B_{пр} = 1{,}8$ Тл Удельная м. д. с. при $B_{пр} = 1{,}8$ Тл $F_0 = 670$ А/м (по табл. 8-3)	Число витков первичной обмотки $w_1 = F_{1н}/I_{1н} = 1$ и 2 Номинальное число витков вторичной обмотки $w^{в}_{2н} = F_{1н}/I^{в}_{2н} = 100$ Площадь сечения магнитопровода: геометрическая $S_г = 1{,}82\cdot10^{-2}$ м² действительная $S_м = S_г\eta_м = 1{,}64\cdot10^{-2}$ м² Средняя длина: магнитного пути $l_м = 1{,}82$ м витка вторичной обмотки $l_2 = 0{,}71$ м Сопротивление вторичной обмотки: активное $r^{в}_{2обм} = \rho_{75}l_2w^{в}_{2ном}/q_2 = 2{,}05\times10^{-8}\cdot0{,}71\cdot100/(51{,}2\times10^{-6}) = 0{,}03$ Ом индуктивное $x^{в}_{2обм} = 0{,}06$ Ом Номинальная предельная кратность $K_{10н} = B_{пр}fw^{в}_{2н}\times S_м/\left(0{,}225I^{в}_{2н}z_{2н.\,ном}\right) = 1{,}8\cdot50\cdot100\cdot1{,}64\times10^{-2}/(0{,}225\cdot20\cdot1{,}15) \approx 28$ Полная погрешность $\varepsilon_в = 100F_{уд}l_м/\left(K_{10н}I^{в}_{2н}w^{в}_{2н}\right) = 100\cdot670\cdot1{,}82/(28\cdot20\times100) = 2{,}18\,\%$

ЛОГТОМТ

Продолжение табл. 2-6

Рассчитываемая величина	Варианты расчета *			
	1-й	2-й	3-й	4-й
Нагрузка измерительной обмотки нижней ступени $z_{2н}$, Ом	30	7,5	30	0
Сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени, Ом:				
активное $r^{в}_{2н}$	0,755	0,37	0,623	0,243
индуктивное $x^{в}_{2н}$	0,783	0,496	0,685	0,4
Сопротивление ветви вторичного тока $I^{в}_{2н}$ верхней ступени, Ом:				
активное $r^{в}_{2обм} + r^{в}_{2н}$	0,785	0,4	0,653	0,273
индуктивное $x^{в}_{2обм} + x^{в}_{2н}$	0,843	0,556	0,713	0,46
полное $z^{в}_{2} = \sqrt{(r^{в}_{2обм}+r^{в}_{2н})^2 + (x^{в}_{2обм}+x^{в}_{2н})^2}$	1,15	0,685	0,967	0,54
Угол $\alpha = \operatorname{arctg}\dfrac{x^{в}_{2обм} + x^{в}_{2н}}{r^{в}_{2обм} + r^{в}_{2н}}$	47° 3′	54° 16′	47° 30′	59° 20′
Кратность первичного тока $I_1/I_{1н}$	0,05	1,20	26	1,20
Вторичный ток верхней ступени $I_2 = I_{2н}I_1/I_{1н}$, А	1	24	520	24
Э. д. с. $E_2 = I^{в}_{2}z^{в}_{2}$, В	1,15	16,8	503	13
Магнитная индукция $B_{макс} = 0{,}225E_2/(f\omega_{2н}S_д)$, Тл	0,003	0,046	1,38	0,036
М. д. с. намагничивания:				
удельная (по табл. 8-3) $F_{уд}$, А/м	0,41	2,14	32,6	1,8
полная $F_0 = F_{уд}l_м$, А	0,75	4,0	59,33	3,3
Первичная м. д. с. $F_1 = F_{1н}I_1/I_{1н}$, А	100	2400	52 000	2400
Угол потерь ψ (по табл. 8-7)	15° 20′	27° 50′	17° 20′	26° 30′
$\sin(\psi + \alpha)$	0,887	0,994	0,905	0,998
$\cos(\psi + \alpha)$	0,462	0,137	0,425	0,073
Токовая погрешность $f^{в}_{iн} = [100F_0 \sin(\psi + \alpha)]/F_1$, %	—0,665	—0,165	—0,103	—0,137
Угловая погрешность $\delta^{в} = 3440\,[F_0 \cos(\psi + \alpha)]/F_1$, ...′	11,9	0,78	1,67	0,35

* Соответствует четырем значениям нагрузки измерительной обмотки и трем значениям кратности первичного тока (см. стр. 71).

ЦентрМаг

Таблица 2-7. **Расчет погрешностей измерительной обмотки каскадного ТТ (нижняя ступень) и результирующих погрешностей всего ТТ**

Исходные данные		Данные предварительного расчета
Задано	Номинальная первичная м. д. с. $F_{1н} = 2000$ А Номинальный вторичный ток $I_{2н} = 1$ А Номинальная нагрузка измерительной обмотки $z_{2н.ном} = 30$ Ом Коэффициент мощности вторичной нагрузки $\cos\varphi_2 = 0{,}8$ Класс точности 0,5	Номинальное число витков вторичной обмотки $w_{2н} = F_{1н}/I_{2н} = 2000$ Цена витка вторичной обмотки $\Delta w_2 = 100 : w_{2н} = 0{,}05$ Номинальное число витков первичной обмотки $w^н_{1н} = F_{1н}/I_{1н} = 100$ Площадь сечения магнитопровода: геометрическая $S_г = 8{,}07 \times 10^{-3}$ м^2; действительная $S_м = S_г\eta_м = 7{,}26\cdot10^{-3}$ м^2 Средняя длина: магнитного пути $l_м = 1{,}775$ м; витка вторичной обмотки $l_2 = 0{,}42$ м Удельное сопротивление меди при $\vartheta = 75$ °С $\rho_{75} = 2{,}05\cdot10^{-8}$ Ом·м Сопротивление вторичной обмотки: активное $r_{2обм} = \rho_{75}w_{2н}l_2/q_2 = 2{,}05\cdot10^{-8}\cdot0{,}42\cdot2000/(1{,}43\times10^{-6}) = 11{,}8$ Ом; индуктивное $x_{2обм} = 0$ Полная погрешность нижней ступени при номинальной предельной кратности $K_{10н} = 28$ (по табл. 2-6) $\varepsilon_н = 100F_{уд}l_м/(K_{10н}I_{2н}w_{2н}) = 100\cdot670\cdot1{,}775/(28\cdot1\cdot1996) = 2{,}13$ % Полная погрешность всего ТТ $\varepsilon = \varepsilon_в + \varepsilon_н = 2{,}18 + 2{,}13 = 4{,}3$ %
Выбрано	Номинальный первичный ток $I^н_{1н} = I^в_{2н} = 20$ А Магнитопровод кольцевой: $d_н = 0{,}66$ м; $d_в = 0{,}47$ м; $h = 0{,}085$ м Сталь магнитопровода марки 3413, лучшего сорта Коэффициент заполнения магнитопровода сталью $\eta_м = 0{,}9$ Провод вторичной обмотки медный, марки ПЭЛБД; $d_2 = 1{,}35\cdot10^{-3}$ м; $q = 1{,}43\cdot10^{-6}$ м^2 Предельная расчетная индукция $B_{пр} = 1{,}8$ Тл Удельная м. д. с. при $B_{пр} = 1{,}8$ Тл $F_0 = 670$ А/м (см. табл. 8-4)	

Рассчитываемая величина	Варианты расчета *		
	1-й	2-й	3-й
Нагрузка измерительной обмотки нижней ступени $z_{2н}$, Ом	0	7,5 ($0{,}25z_{2н.ном}$)	30 ($z_{2н.ном}$)
Сопротивление вторичной нагрузки, Ом: активное $r_{2н} = z_{2н}\cos\varphi_2$	0	6	24
индуктивное $x_{2н} = z_{2н}\sin\varphi_2$	0	4,5	18
Полное сопротивление ветви вторичного тока, Ом, $z_2 = \sqrt{(r_{2обм} + r_{2н})^2 + (x_{2обм} + x_{2н})^2}$	11,8	18,4	40,1

Цэнтрик

Продолжение табл. 2-7

Рассчитываемая величина	Варианты расчета *		
	1-й	2-й	3-й
Угол $\alpha = \frac{x_{2обм} + x_{2н}}{r_{2обм} + r_{2н}}$	0	14° 11′	26° 41′
Кратность первичного тока $K = I_1/I_{1н}$	1,20	1,20	0,05
Вторичный ток I_2, А	1,2	1,2	0,05
Вторичная э. д. с. $E_2 = I_2 z_2$, В	14,2	22,5	2,0
Магнитная индукция в магнитопроводе $B_{макс} = 0{,}225\, E_2/(f_н w_{2н} S_д)$, Тл	0,0044	0,0068	0,00062
М. д. с. намагничивания:			
удельная $F_{уд}$ (по табл. 8-3), А/м	0,52	0,674	0,10
полная $F_0 = F_{уд} l_м$, А	0,923	1,196	0,1775
Первичная м. д. с. $F_1 = F_{1н} K$, А	2400	2400	100
Угол потерь ψ (по табл. 8-7)	7° 30′	11° 36′	1° 30′
$\sin(\psi + \alpha)$	0,130	0,434	0,471
$\cos(\psi + \alpha)$	0,991	0,903	0,882
Номинальная токовая погрешность $f^н_{iн} = 100 F_0 \sin(\psi + \alpha)/F_1$, %	—0,005	—0,021	—0,083
Коррекция витковая; число отмотанных витков Δw_2	4	4	4
Действительная токовая погрешность $f^н_{iд} = f^н_{iн} + \Delta w_2 \cdot 100/w_2$, %	+0,195	+0,179	+0,117
Угловая погрешность $\delta^н = [3440 F_0 \cos(\psi + \alpha)]/F_1$, ...′	1,31	1,55	5,38
Токовая погрешность верхней ступени (по табл. 2-6), %	—0,137	—0,165	—0,364
Токовая погрешность каскадного ТТ $f_{iд} = f^в_{iд}$, %	0,058	0,014	—0,247
Угловая погрешность верхней ступени (по табл. 2-6), ...′	0,35	0,78	11,9
Угловая погрешность каскадного ТТ $\delta = \delta^в + \delta^н$, ...′	1,66	2,33	17,2

* Соответствуют трем значениям нагрузки ($z_{2н} = 0$; $z_{2н} = 0{,}25 z_{2н.ном}$ и $z_{2н} = z_{2н.ном}$) и двум значениям кратности первичного тока ($K = 1{,}20$ и $K = 0{,}05$).

Индуктивное сопротивление нагрузки вторичной обмотки верхней ступени [см. формулу (2-28)]

$$x^в_{2н} = x^н_1 + (\sum x_{2обм})_{пр} = 0{,}4 + 0 = 0{,}4 \text{ Ом}.$$

Определив сопротивления нагрузки вторичной обмотки верхней ступени, производим расчет погрешностей только для измерительной обмотки. Расчет сводим в табл. 2-6 и 2-7. Из табл. 2-7 следует, что проектируемый ТТ соответствует классу 0,5. Таким же образом определяются и погрешности для релейных обмоток P_1, P_2 и P_3. Кратность первичного тока и полные погрешности определяются по формулам, приведенным в следующем параграфе.

ЦентрМаг

2-5. ПОЛНАЯ ПОГРЕШНОСТЬ И КРАТНОСТЬ ПЕРВИЧНОГО ТОКА

Полная погрешность ТТ в установившемся режиме выражается в процентах и определяется формулой

$$\varepsilon = \frac{100}{I_1}\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T (n_н i_2 - i_1)^2\, dt},$$

где $n_н$ — номинальный коэффициент трансформации; i_1 и i_2 — мгновенные значения первичного и вторичного тока; I_1 — действующее значение первичного тока; T — период тока, с.

Полная погрешность ε представляет собой относительную м. д. с. намагничивания, выраженную в процентах, т. е.

$$\varepsilon = \frac{F_0}{F_1}100. \qquad (2\text{-}30)$$

При расчетах ТТ приходится определять кратность первичного тока ТТ по отношению к его номинальному значению. Различают предельную кратность, предельную номинальную кратность и кратность насыщения.

Предельная кратность K_{10} — наибольшая кратность первичного тока, при котором полная токовая погрешность при заданной вторичной нагрузке не превышает 10 %.

Номинальная предельная кратность $K_{10н}$ соответствует предельной кратности трансформатора тока при номинальной вторичной нагрузке.

Кратность насыщения представляет собой отношение первичного тока к его номинальному значению, обеспечивающее при заданной вторичной нагрузке индукцию в магнитопроводе ТТ, близкую к индукции насыщения.

Расчет предельной кратности ТТ производится после расчета токовой и угловой погрешностей, рассмотренного в предыдущем параграфе. Следовательно, основные параметры рассчитываемого ТТ ($S_м$, $l_м$, w_1, w_2, $r_{2\,обм}$, $r_{2н}$, $x_{2\,обм}$, $x_{2н}$ и $\cos\varphi_2$) уже определены. Известна также марка стали магнитопровода и ее характеристика $B_{макс} = f(F_{уд})$.

Расчет предельной кратности может производиться по методике, разработанной А. З. Вильницем (ЛПО «Электроаппарат»). В этой методике для определения ориентировочного значения предельной кратности первичного тока используется формула (1-10). При предельной кратности первичного тока K_{10} индукция в магнитопроводе не должна превышать предельное значение $B_{пр}$. Полагая, что кратность первичного и вторичного токов одна и та же, из (1-10) находим предельное значение индукции (в теслах):

$$B_{пр} = \frac{0{,}225K_{10}I_{2н}z_2}{fw_2S_м},$$

откуда ориентировочное значение предельной кратности

$$K_{10} = \frac{B_{пр}fw_2S_м}{0{,}225I_{2н}z_2}. \qquad (2\text{-}30а)$$

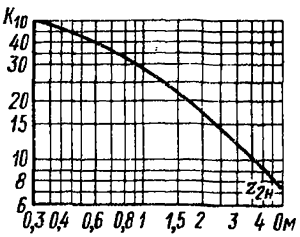


Рис. 2-9. Зависимость предельной кратности от вторичной нагрузки

С достаточной точностью можно считать, что первичная и вторичная м. д. с. по абсолютному значению одинаковы:

$$F_1 = F_2 = K_{10} I_{2н} w_2.$$

М. д. с. намагничивания $F_0 = F_{уд} l_м$. Подставляя полученные значения F_0 и F_1 в формулу (2-30), получим полную погрешность

$$\varepsilon = \frac{F_{уд} l_м}{K_{10} I_{2н} w_2} 100, \qquad (2\text{-}31)$$

где удельная м. д. с. намагничивания $F_{уд}$ находится по кривым $B_{макс} = f(F_{уд})$ или по табл. 8-1—8-6 для индукции $B_{пр}$.

Если окажется, что $\varepsilon > 10$ %, то расчетное значение индукции и соответствующая ему предельная кратность K_{10} уменьшаются таким образом, чтобы полная погрешность ТТ ε была меньше или равна 10 %.

Предельное расчетное значение индукции $B_{пр}$ не должно превышать: 1,8 Тл для магнитопроводов кольцевой формы, изготовленных из электротехнической стали марок 3411—3414 методом спиральной навивки; 1,6 Тл для магнитопроводов, изготовленных из стали марок 3411—3414 методом шихтовки прямоугольных пластин; 1,75 Тл для магнитопроводов, изготовленных из сталей марок 1511 и 1512.

С увеличением нагрузки предельная кратность уменьшается. Характерная зависимость предельной кратности от нагрузки представлена на рис. 2-9.

Пример 2-5. Определить предельную кратность ТТ для измерений, рассчитанного в примере 2-3, для двух значений нагрузки $z_{2н} = 0{,}3$ Ом и $z_{2н} = 1{,}2$ Ом. Исходные данные, взятые из примера 2-3, следующие: $I_{2н} = 5$ А; $S_м = 17 \cdot 10^{-4}$ м^2; $l_м = 0{,}785$ м; $r_{2обм} = 0{,}662$ Ом; $x_{2обм} = 0{,}3$ Ом; $w_2 = 398$; $B_{пр} = 1{,}75$ Тл (для стали марки 1512); $\cos\varphi_2 = 0{,}8$.

Определяем полное сопротивление ветви вторичного тока z_2. При $z_{2н} = 0{,}3$ Ом

$$z_2 = \sqrt{(0{,}662 + 0{,}3 \cdot 0{,}8)^2 + (0{,}3 + 0{,}3 \cdot 0{,}6)^2} = 1{,}02 \text{ Ом}.$$

При $z_{2н} = 1{,}2$ Ом

$$z_2 = \sqrt{(0{,}662 + 1{,}2 \cdot 0{,}8)^2 + (0{,}3 + 1{,}2 \cdot 0{,}6)^2} = 1{,}92 \text{ Ом}.$$

Предельная кратность при нагрузке $z_{2н} = 0{,}3$ Ом

$$K_{10} = \frac{1{,}75 \cdot 50 \cdot 398 \cdot 17 \cdot 10^{-4}}{0{,}225 \cdot 5 \cdot 1{,}02} = 52.$$

По табл. 8-4 при индукции $B_{пр} = 1{,}75$ Тл удельная м. д. с. $F_{уд}$ составляет 1250 А/м. Тогда по (2-31) находим полную погрешность при $K_{10} = 52$:

$$\varepsilon = \frac{1250 \cdot 0{,}785}{52 \cdot 5 \cdot 398} \cdot 100 \approx 0{,}95 \text{ %}.$$

ЭнергоМаш

Предельная кратность при нагрузке $z_{2н} = 1{,}2$ Ом

$$K_{10} = \frac{1{,}75 \cdot 50 \cdot 398 \cdot 17 \cdot 10^{-4}}{0{,}225 \cdot 5 \cdot 1{,}92} \approx 28.$$

Полная погрешность

$$\varepsilon = \frac{1250 \cdot 0{,}785}{28 \cdot 5 \cdot 398} \cdot 100 = 1{,}76\ \%.$$

В обоих случаях полная погрешность получилась меньшей 10 %. Следовательно, расчет не требует коррекции.

Пример 2-6. Определить предельную кратность каскадного ТТ, рассчитанного в примере 2-4, при нагрузке измерительной обмотки $z_{2н.ном} = 30$ Ом.

Верхняя ступень. Исходные данные: $I^{в}_{2н} = 20$ А; $S_м = 1{,}64 \cdot 10^{-2}$ м²; $l_м = 1{,}82$ м; $r^{в}_{2обм} = 0{,}028$ Ом; $x^{в}_{2обм} = 0$; $w^{в}_2 = 100$; $B_{пр} = 1{,}8$ Тл; $\cos\varphi_2 = 0{,}8$; $z_2 = 1{,}17$ Ом.

По табл. 8-3 при $B_{пр} = 1{,}8$ Тл $F_{уд} = 670$ А/м. Предельная кратность

$$K_{10} = \frac{1{,}8 \cdot 50 \cdot 100 \cdot 1{,}64 \cdot 10^{-2}}{0{,}225 \cdot 20 \cdot 1{,}17} \approx 28.$$

Полная погрешность

$$\varepsilon_в = \frac{670 \cdot 1{,}82}{28 \cdot 20 \cdot 100} \cdot 100 = 2{,}18\ \%.$$

Нижняя ступень. Исходные данные: $I^{н}_{2н} = 1$ А; $S_м = 7{,}26 \cdot 10^{-3}$ м²; $l_м = 1{;}775$ м; $r^{н}_{2обм} = 11{,}8$ Ом; $x^{н}_{2обм} = 0$; $w_2 = 1996$; $z_2 = 40{,}1$ Ом; $\cos\varphi_2 = 0{,}8$; $B_{пр} = 1{,}8$ Тл.

Полная погрешность при предельной кратности $K_{10} = 28$ будет

$$\varepsilon_н = \frac{670 \cdot 1{,}775}{28 \cdot 1 \cdot 1996} \cdot 100 = 2{,}13\ \%.$$

Полная погрешность каскадного ТТ

$$\varepsilon = \varepsilon_в + \varepsilon_н = 2{,}18 + 2{,}13 = 4{,}31\ \%.$$

Пример 2-7. Определить предельную кратность ТТ для защиты типа ТПОЛ20 для двух значений вторичной нагрузки (0,8 и 2 Ом), пользуясь табл. 8-3.

Исходные данные: $I_{1н} = 400$ А; $I_{2н} = 5$ А; $l_м = 0{,}44$ м; $w_2 = 80$; $S_м = 21{,}3 \cdot 10^{-4}$ м²; $r_{2обм} = 0{,}17$ Ом; $x_{2обм} = 0$; $B_{пр} = 1{,}8$ Тл; $\cos\varphi_2 = 0{,}8$; магнитопровод изготовлен из электротехнической стали марки 3413.

1. Вторичная нагрузка $z_{2н} = 0{,}8$ Ом. Приведем сопротивление вторичной обмотки к температуре 75 °С:

$$r^{(75)}_{2\,обм} = 1{,}2 \cdot 0{,}17 = 0{,}2\ \text{Ом}.$$

Определяем активное и индуктивное сопротивления вторичной нагрузки:

$$r_{2н} = 0{,}8 \cdot 0{,}8 = 0{,}64\ \text{Ом};\quad x_{2н} = 0{,}8 \cdot 0{,}6 = 0{,}48\ \text{Ом}.$$

Полное сопротивление ветви вторичного тока будет

$$z_2 = \sqrt{(0{,}2 + 0{,}64)^2 + (0{,}48 + 0)^2} = 0{,}97\ \text{Ом}.$$

По формуле (2-30а) находим ориентировочное значение предельной кратности:

$$K_{10} = \frac{1{,}8 \cdot 50 \cdot 80 \cdot 21{,}3 \cdot 10^{-4}}{0{,}225 \cdot 5 \cdot 0{,}97} \approx 14.$$

ЦентрМаг

По табл. 8-3 для $B_{пр} = 1{,}8$ Тл находим удельную м. д. с. намагничивания $F_{уд} = 670$ А/м. Полная погрешность будет

$$\varepsilon = \frac{670 \cdot 0{,}44}{14 \cdot 5 \cdot 80} \cdot 100 = 5{,}3\ \%.$$

2. Вторичная нагрузка $z_{2н} = 2$ Ом. Определяем активное и индуктивное сопротивления нагрузки:

$$r_{2н} = 2 \cdot 0{,}8 = 1{,}6\ \text{Ом};\quad x_{2н} = 2 \cdot 0{,}6 = 1{,}2\ \text{Ом}.$$

Полное сопротивление ветви вторичного тока будет

$$z_2 = \sqrt{(0{,}2 + 1{,}6)^2 + 1{,}2^2} = 2{,}17\ \text{Ом}.$$

Ориентировочное значение предельной кратности

$$K_{10} = \frac{1{,}8 \cdot 50 \cdot 80 \cdot 21{,}3 \cdot 10^{-4}}{0{,}225 \cdot 5 \cdot 2{,}17} = 6{,}3.$$

Полная погрешность

$$\varepsilon = \frac{670 \cdot 0{,}44}{6{,}3 \cdot 5 \cdot 80} \cdot 100 = 11{,}7\ \%.$$

Так как $\varepsilon > 10$ %, то уменьшаем $B_{пр}$ до 1,7 Тл. Этому значению индукции соответствует м. д. с. намагничивания $F_{уд} = 250$ А/м. Снова находим

$$K_{10} = \frac{1{,}7 \cdot 50 \cdot 80 \cdot 21{,}3 \cdot 10^{-4}}{0{,}225 \cdot 5 \cdot 2{,}17} \approx 6.$$

Новое значение полной погрешности

$$\varepsilon = \frac{250 \cdot 0{,}44}{6 \cdot 5 \cdot 80} \cdot 100 = 4{,}6\ \%.$$

Окончательно принимаем $K_{10} = 5$.

2-6. РАСЧЕТ МАКСИМАЛЬНОЙ КРАТНОСТИ ВТОРИЧНОГО ТОКА

Максимальной кратностью вторичного тока называется отношение вторичного тока при полном насыщении стали магнитопровода $I_{2макс}$ к номинальному вторичному току $I_{2н}$, т. е.

$$K_{в.т} = I_{2\,макс}/I_{2н}.$$

Для приближенного определения максимальной кратности вторичного тока обычно пользуются следующей формулой:

$$K_{в.т} = \frac{B_\infty}{B_{макс\ I_{1н}}} + (2 \div 3),$$

где B_∞ — индукция насыщения материала магнитопровода, Тл; $B_{макс\ I_{1н}}$ — максимальная индукция в магнитопроводе при номинальном первичном токе, Тл.

Индукция B_∞, при которой наступает полное насыщение магнитопровода, условно принимается равной 2 Тл для сталей марок 1511, 1512 и 3413; 1,2 Тл для пермаллоя с 50 % Ni и 0,85 Тл для пермаллоя с 78,5 % Ni. Индукция $B_{макс\ I_{1н}}$ определяется по формуле (2-17).

ЦентрМаг

Форма вторичного тока при насыщении магнитопровода не будет синусоидальной. Она оказывается сильно искаженной и содержит высшие гармонические составляющие. Поэтому расчет предельной кратности является приближенным.

2-7. ВЛИЯНИЕ ВНЕШНИХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА РАБОТУ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Основные соотношения. Источником внешних полей для трансформаторов тока данной фазы обычно служат токопроводы других фаз той же цепи, ближайшие участки ошиновки других цепей, соседние трансформаторы тока той же фазы, токоведущие части и магнитопроводы другого оборудования, а также земля из-за протекания в ней блуждающих токов. Внешние поля изменяют состояние магнитопровода, что приводит к дополнительным погрешностям измерения тока. При конструировании трансформаторов тока, а также проектировании электроустановок следует учитывать возможные помехи, создаваемые внешними магнитными полями.

Электромагнитный процесс в ТТ с учетом влияния внешних полей описывается уравнениями Максвелла, которые следует рассматривать совместно с уравнениями связи между векторами поля и параметрами сред. При условии пренебрежения гистерезисом и анизотропией магнитной проницаемости система уравнений, описывающая поля в ферромагнитной среде, имеет вид:

$$\operatorname{rot}\mathbf{H} = \boldsymbol{\delta}; \quad \operatorname{rot}\mathbf{E} = -\partial\mathbf{B}/dt; \quad \boldsymbol{\delta} = \gamma\mathbf{E}; \quad \operatorname{div}\mathbf{B} = 0;$$
$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H}; \quad \mu = f(\mathbf{H}).$$

Аналитическое решение задач электродинамики, которые возникают при необходимости учета влияния внешних полей, сложно даже для простейших случаев. В то же время эти задачи достаточно просто и точно могут быть решены с помощью физического моделирования.

В соответствии с вышеприведенными уравнениями при выборе в качестве независимых параметров μ, γ, l, H получаем следующие условия подобия [21]:

$$\mu\gamma l^2\,\omega = \text{idem}\,^1; \quad \mu^* = f(H^*) = \text{idem}.$$

Во всех этих уравнениях $\mathbf{E}$ — напряженность электрического поля; $\boldsymbol{\delta}$ — плотность тока; γ — удельная проводимость среды; l — линейный размер. Второе условие подобия требует совпадения кривых относительной магнитной проницаемости материала магнитопроводов модели и оригинала. В качестве базисных принимаются, например, наибольшие значения μ и H. Масштабы параметров среды определяются по выбранным базисным параметрам:

$$m_\mu = \mu_{\text{баз. мод}}/\mu_{\text{баз. ор}}; \quad m_H = H_{\text{баз. мод}}/H_{\text{баз. ор}}.$$

[1] idem — подобный.

Цэнтрмаг

При учете влияния внешних полей на работу ТТ необходимо обеспечить равенство масштабов сред ($m_{\mu_1} = m_{\mu_2}$). Это условие практически выполнимо только при $m_\mu = 1$, т. е. магнитопровод модели необходимо выполнять из того же материала, что и магнитопровод оригинала ($m_\mu = m_H = 1$). Тогда три масштаба с независимой размерностью оказываются равными единице ($m_\mu = m_H = m_\gamma = 1$), а четвертый (масштаб линейных размеров $m_l = l_{мод}/l_{ор}$) определяется степенью уменьшения оригинала. В соответствии с этим масштабом должны быть уменьшены все линейные размеры, в том числе и толщина пластин или ленты, из которых выполнен магнитопровод ТТ. Последнее важно для сохранения в модели, работающей на повышенной частоте, характера поверхностного эффекта. Геометрическое подобие необходимо соблюдать и при размещении обмотки на магнитопроводе. В том случае, когда приняты меры, практически исключающие влияние вихревых токов в оригинале и геометрически подобной ему модели, например соответствующим выбором толщины пластин магнитного материала, моделирование можно проводить без изменения частоты. Это существенно облегчает создание источника тока при испытаниях на модели.

Для приближенного учета влияния внешних полей удобно использовать э. д. с. влияния $E_{вл}$, наводимую во вторичной обмотке ТТ. Для ее оценки и выяснения природы внешних полей рассмотрим упрощенные схемы распределения магнитных потоков в ТТ с тороидальным ферромагнитным магнитопроводом, стержневой первичной обмоткой и сосредоточенной вторичной обмоткой при внешнем токе, проходящем параллельно первичному току нашего ТТ (рис. 2-10 и 2-11). Имеется в виду, что и при других исполнениях магнитопровода и обмоток ТТ, а также при другой форме и расположении влияющего внешнего токопровода распределение магнитных потоков будет аналогичным. На схемах не

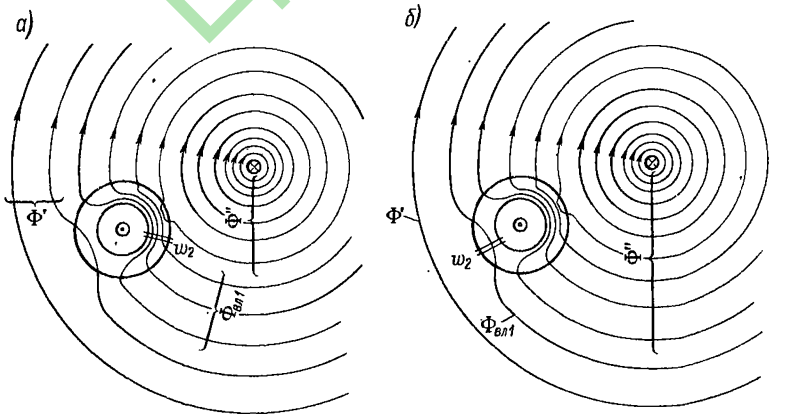


Рис. 2-10. Магнитные потоки внешнего влияющего поля

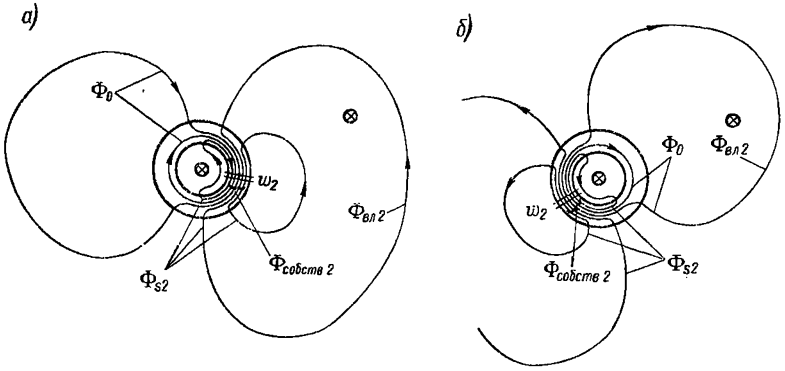


Рис. 2-11. Магнитные потоки сосредоточенных вторичных обмоток

показан магнитный поток первичного тока, так как это не требуется для дальнейшего рассмотрения.

На рис. 2-10 изображен магнитный поток внешнего тока, а на рис. 2-11 — магнитный поток, создаваемый вторичным током рассматриваемого ТТ при двух расположениях вторичной обмотки. Как видно из этих схем, вторичная обмотка w_2 охватывает часть потока, создаваемого внешним током, $\Phi_{вл1}$, т. е. она сцепляется с потоком $\Phi_{вл1}$. Другая часть этого потока Φ', распространяющаяся на бесконечно большое расстояние влево от вторичной обмотки, не сцепляется с ней и, следовательно, не наводит в ней э. д. с., хотя и пересекает эту обмотку при своем изменении во времени.

На рис. 2-11 с внешним токопроводом сцепляется часть магнитного потока вторичного тока ТТ $\Phi_{вл2}$, распространяющаяся вправо от токопровода на бесконечно большое расстояние. При взаимном расположении вторичной обмотки и внешнего токопровода, указанном на рис. 2-11, *а*, поток $\Phi_{вл2}$ является, в свою очередь, частью магнитного потока вторичного тока, не сцепляющегося с первичной обмоткой ТТ, т. е. частью потока рассеяния вторичной обмотки Φ_{s2}.

При другом взаимном расположении вторичной обмотки ТТ и внешнего токопровода (рис. 2-11, *б*) магнитный поток вторичного тока, сцепляющийся с токопроводом, $\Phi_{вл2}$ представляет собой часть рабочего потока трансформатора, сцепляющегося с его первичной обмоткой, т. е. часть потока намагничивания Φ_0. В обоих случаях весь собственный поток вторичной обмотки обозначен $\Phi_{собств\,2}$.

Каждому магнитному потоку из числа показанных на рис. 2-10 и 2-11 соответствует определенная собственная или взаимная индуктивность, измеряемая в генри и представляющая собой отношение потока (в веберах) к вызвавшему его току (в амперах). Общему потоку вторичной обмотки $\Phi_{собств\,2}$ соответствует ее собственная индуктивность $L_{собств}$, потоку Φ_{s2} — индуктивность

Центрум

рассеяния L_{s2}, а потоку $\Phi_{вл2}$, так же как потоку $\Phi_{влî}$, — взаимная индуктивность $M_{вл2}$ и $M_{влî}$.

В соответствии с известным принципом взаимности $M_{вл2} = M_{влî}$. На этом основании как при теоретическом, так и при экспериментальном исследовании влияния внешних магнитных полей, в некоторых случаях непосредственно определяют не поток влияния, создаваемый внешним током, $\Phi_{влî}$ и не индуктивность $M_{влî}$, а поток $\Phi_{вл2}$ и индуктивность $M_{вл2}$. Такой подход иногда оказывается более удобным. В дальнейшем для единообразия будем пользоваться обозначением $L_{вл}$ вместо $M_{влî}$ или $M_{вл2}$.

Зная перечисленные выше индуктивности и параметры нагрузки ТТ, можно рассчитывать процессы преобразования тока с учетом влияния внешнего поля как в переходном, так и в установившемся режиме. В установившемся режиме, при синусоидальных токах ТТ, целесообразно перейти от индуктивностей L_0, $L_{собств}$, L_{s2} и $L_{вл}$ к соответствующим реактивным сопротивлениям x_0, $x_{собств}$, x_s, $x_{вл}$.

Рассмотренные индуктивности или сопротивления учитываются в схемах замещения ТТ, наглядно иллюстрирующих проходящие в них процессы. При составлении схем и расчетах следует иметь в виду, что действующая во вторичной цепи ТТ суммарная э. д. с. $e_0 + e_{вл}$ возбуждается источниками тока i_1 и $i_{вл}$ и в каждый момент времени представляет собой сумму падений напряжения от этих токов соответственно на индуктивностях L_0, $L_{вл}$ (или на сопротивлениях x_0, $x_{вл}$). Внутреннее сопротивление источников тока i_1, $i_{вл}$ считается бесконечно большим. В установившемся режиме действующий ток $\dot{I}_2$ равен отношению э. д. с. $\dot{E}_0 + \dot{E}_{вл}$ к сопротивлению ветвей вторичного тока и намагничивания, содержащему сопротивления $x_{собств}$ (или $x_0 + x_s$) и $z_{2н}$. Следовательно,

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_0 + E_{вл}}{jx_{собств} + z_{2н}}. \qquad (2\text{-}32)$$

В переходном режиме имеет место аналогичное соотношение между изображениями тока, э. д. с. и сопротивлениями в операторной форме.

На рис. 2-12, *а* дана схема замещения ТТ для установившегося режима, удовлетворяющая указанным условиям при учете влияния внешнего тока в соответствии с рис. 2-10, *а* и 2-11, *а*, а на рис. 2-12, *б* — то же, но в соответствии с рис. 2-10, *б* и 2-11, *б*. Все элементы схем замещения должны быть приведены к одинаковому числу витков, предпочтительно — к одному витку. Обе схемы замещения отличаются одна от другой присоединением источника внешнего тока: на рис. 2-12, *а* он присоединен параллельно части сопротивления расстояния x_s, а на рис. 2-12, *б* — параллельно части сопротивления намагничивания x_0. Следовательно, строго говоря, в каждом конкретном случае схема замещения зависит от конструктивного выполнения ТТ и взаимного

Центрум

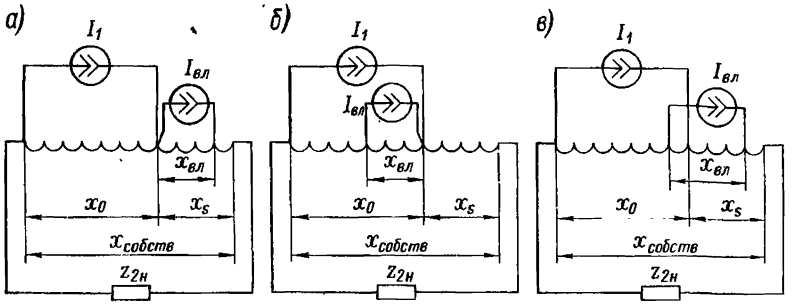


Рис. 2-12. Схемы замещения ТТ с учетом влияния внешнего тока: *а* — для распределения магнитных потоков по рис. 2-10, *а* и 2-11, *а*; *б* — то же, по рис. 2-10, *б* и 2-11, *б*; *в* — общий случай

расположения ТТ и влияющего тока. В некоторых случаях она может выглядеть, как показано на рис. 2-12, *в*.

Однако при любой из этих схем имеет место одно и то же выражение вторичного тока (2-32). Поэтому нет необходимости в каждом конкретном случае для учета влияния внешнего тока анализировать распределение магнитных потоков, что представляет определенные трудности, а достаточно определить, например экспериментальным путем, сопротивление $x_{вл}$.

Для иллюстрации процесса влияния в любом случае можно пользоваться схемой замещения рис. 2-12, *в*, являющейся наиболее общей, причем не требуется оговаривать, какая часть сопротивлений x_s и x_0 входит в состав $x_{вл}$.

Поскольку поток влияния $\Phi_{вл}$ проходит значительную часть своего пути по воздуху, его распределение в пространстве практически не зависит от магнитной проницаемости и других параметров ферромагнитного материала магнитопровода ТТ. Следовательно, сопротивление $x_{вл}$ и э. д. с. $E_{вл}$ также не зависят от этих параметров. При заданных геометрических размерах и взаимном расположении магнитопровода ТТ, его вторичной обмотки и влияющего внешнего токопровода сопротивление взаимной индукции между этим токопроводом и обмоткой, т. е. сопротивление влияния, $x_{вл} = \text{const}$. С другой стороны, поток влияния в большинстве случаев не вызывает насыщения магнитопровода ТТ. Поэтому достаточно оценивать влияние внешних полей на работу ТТ, приближенно считая, что проницаемость магнитопровода постоянна и сопротивление $x_0 = \text{const}$. Это сопротивление определяется, например, по вольт-амперной характеристике ТТ при номинальном или другом заданном режиме его работы, при котором необходимо оценить влияние внешних полей или, при замкнутом магнитопроводе, заданной абсолютной магнитной проницаемости μ_a и частоте 50 Гц, по формуле

$$x_0 = 314\mu_a S_м / l_м, \qquad (2\text{-}32а)$$

где $S_м$ — площадь поперечного сечения магнитопровода, м^2; $l_м$ — средняя длина магнитопровода, м.

При рассмотрении влияния внешних полей удобно воспользоваться понятием «первичный ток влияния» [79] по аналогии с первичным током небаланса в теории релейной защиты. Будем считать первичным током влияния $I_{влi}$ такой ток, который следовало бы пропустить по первичной обмотке ТТ для компенсации тока помехи, возникающего во вторичной цепи от внешних магнитных полей. Для выполнения этого условия в установившемся режиме падение напряжения на сопротивлении намагничивания при прохождении по нему тока $I_{влi}$ должно быть равно э. д. с. влияния $E_{вл}$, возникающей по любым причинам. Следовательно, $jx_0\dot{I}_{влi} = \dot{E}_{вл}$, откуда

$$\dot{I}_{влi} = \dot{E}_{вл}/(jx_0). \qquad (2\text{-}33)$$

Согласно (2-33) первичный ток влияния обратно пропорционален сопротивлению намагничивания и не зависит от числа витков вторичной обмотки и параметров вторичной цепи ТТ. Отсюда в частности, вытекает, что при одинаковом выполнении вторичной обмотки и прочих равных условиях трансформатор тока без стали в μ раз больше подвержен влиянию внешних полей, чем ТТ со стальным магнитопроводом без зазора.

Первичный ток влияния целесообразно выразить в процентах номинального первичного тока ТТ:

$$I_{влi\%} = \frac{I_{влi}}{I_{1н}} \cdot 100 \qquad (2\text{-}34)$$

(здесь токи $I_{влi}$ и $I_{1н}$ приведены к одному витку).

Если постороннее поле создается одним внешним током $I_{влi}$, кратность которого по отношению к номинальному току ТТ равна K, то очевидно, что $\dot{E}_{вл} = jx_0\dot{I}_{влi} = jx_{вл}\dot{I}_{вл} = jx_{вл}K\dot{I}_{1н}$, откуда

$$I_{влi\%} = \frac{x_{вл}}{x_0}K \cdot 100 \qquad (2\text{-}35)$$

(сопротивления $x_{вл}$ и x_0 также должны быть приведены к одному витку).

Если внешнее поле создается не одним, а несколькими посторонними токами $I'_{вл}$, $I''_{вл}$, $I'''_{вл}$, ..., например токами разных фаз соседней цепи, их общее влияние определяется геометрической суммой соответствующих первичных токов $I'_{влi\%}$, $I''_{влi\%}$, $I'''_{влi\%}$, ..., из которых каждый можно найти по формуле (2-35), зная соответствующие сопротивления $x'_{вл}$, $x''_{вл}$, $x'''_{вл}$, ... и сопротивление намагничивания x_0. При суммировании этих токов учитываются их фазовые сдвиги.

Из вышеизложенного видно, что основными параметрами, определяющими влияние внешнего тока на ТТ, являются сопротивление влияния $x_{вл}$ (т. е. сопротивление взаимной индукции

между внешним токопроводом и вторичной обмоткой ТТ) и первичный ток влияния.

Сопротивление влияния и первичный ток влияния. В общем случае э. д. с., наводимая внешними магнитными полями, зависит от размеров, формы и магнитных свойств магнитопровода ТТ, выполнения его вторичной обмотки, взаимного расположения ТТ и влияющего токопровода, формы последнего и протекающего по нему тока.

Из теоретической электротехники известно, что ТТ с тороидальным магнитопроводом из однородного по магнитным свойствам материала не подвержен влиянию внешних полей, если выполняется условие $dw_2/dl_н = w_2/\rho = \text{const}$, где w_2 — число витков вторичной обмотки; $l_н$ — длина наружной окружности тороида, м; ρ — расстояние от его центра до любой концентрической окружности, находящейся в пределах тороида, м.

Это условие теоретически выполняется и, следовательно, $x_{вл} = 0$ только при вторичной обмотке, равномерно распределенной по тороиду в виде сплошного проводящего слоя без промежутков между витками, что практически невозможно. Промежутки между витками неизбежно усиливают влияние внешних полей.

Тем не менее тороидальная форма магнитопровода ТТ с равномерно распределенной по нему вторичной обмоткой является наилучшей в отношении ограничения сопротивления $x_{вл}$. В настоящее время иногда магнитопроводы ТТ как тороидальной, так и другой формы делаются с немагнитными зазорами (см. § 4-2), а вторичная обмотка — распределенной лишь на отдельных участках по длине магнитопровода. Такие ТТ в большей степени подвержены влиянию внешних полей, т. е. сопротивление $x_{вл}$ возрастает.

В некоторых работах проводился математический анализ влияния на тороид с равномерно распределенной обмоткой внешнего тока, протекающего в прямолинейном проводнике, параллельном образующей тороида, при допущении плоскопараллельности поля. Такой анализ представляет определенный теоретический интерес, но не может быть использован для численных расчетов $x_{вл}$, поскольку и при указанном выполнении ТТ действительная картина влияющего поля значительно отличается от плоскопараллельной. Последнее связано с тем, что магнитные линии входят в магнитопровод ТТ (и выходят из него) не только сквозь боковые поверхности тороида, но и сквозь его торцевые поверхности. Математический расчет влияющего на ТТ поля с учетом его трехмерности представляет большие трудности.

Надежным способом определения сопротивления $x_{вл}$ при любом выполнении ТТ и влияющего токопровода следует считать эксперименты на натурных образцах или на физических моделях при геометрическом подобии модели и оригинала (см. § 1-5). Подобие, т. е. пропорциональность всех геометрических линейных

размеров модели и оригинала, должно соблюдаться для магнитопровода ТТ, его вторичной обмотки, влияющего внешнего токопровода и его расстояния от ТТ.

При физическом моделировании прямолинейного внешнего токопровода длина его должна быть достаточно велика по сравнению с размерами магнитопровода ТТ и расстоянием от него (ориентировочно в 5—6 раз больше). При моделировании следует также обращать внимание на расположение обратного провода, замыкающего цепь влияющего тока. Обратный провод должен быть отнесен на достаточно большое расстояние, с тем чтобы его влияние на модель ТТ было пренебрежимо мало по сравнению с влиянием рассматриваемого внешнего тока. Практически расстояние от модели ТТ до обратного провода приблизительно должно быть не менее 10-кратного расстояния до модели внешнего токопровода. Для удобства эксперимента вся цепь внешнего тока (в том числе и обратный провод) может быть выполнена в виде не одного, а нескольких витков $w_{вл}$.

Если при опыте влияющий ток $I_{вл}$ проходит по модели внешнего токопровода, а э. д. с. $E_{вл}$ измеряется на разомкнутых зажимах вторичной обмотки модели ТТ, действительное сопротивление влияния ТТ, приведенное к одному витку, определяется по формуле

$$x_{вл} = \frac{x_{вл.\,мод}}{m_l} = \frac{1}{m_l}\left(\frac{E_{вл}}{w_{вл}w_2 I_{вл}}\right)_{мод}, \qquad (2\text{-}36)$$

где m_l — масштаб моделирования, представляющий собой отношение линейных размеров модели к линейным размерам оригинала; все величины в скобках относятся к модели.

В соответствии с указанным в начале настоящего параграфа можно экспериментально определить $x_{вл}$ и другим путем, а именно пропустить ток $I'_{вл}$ по вторичной обмотке ТТ и измерить э. д. с. $E'_{вл}$ на разомкнутых зажимах модели токопровода. В этом случае найдем искомое сопротивление влияния ТТ по формуле

$$x_{вл} = \frac{x_{вл.\,мод}}{m_l} = \frac{1}{m_l}\left(\frac{E'_{вл}}{w_{вл}w_2 I'_{вл}}\right)_{мод}. \qquad (2\text{-}37)$$

Полученное в результате моделирования сопротивление влияния, приведенное к одному витку, удобно отнести к одному из линейных размеров модели, например при тороидальном магнитопроводе — к его среднему диаметру $d_{ср.\,мод}$ [68], т. е. принять в качестве «единичного» сопротивление (Ом/м)

$$x^0_{вл} = x_{вл.\,мод}/d_{ср.\,мод}. \qquad (2\text{-}38)$$

Тогда расчетный масштаб моделирования будет $m_l = 1/d_{ср}$, а действительное сопротивление влияния геометрически подобного ТТ (оригинала), приведенное к одному витку,

$$x_{вл} = x^0_{вл} d_{ср}, \qquad (2\text{-}39)$$

Центромаг

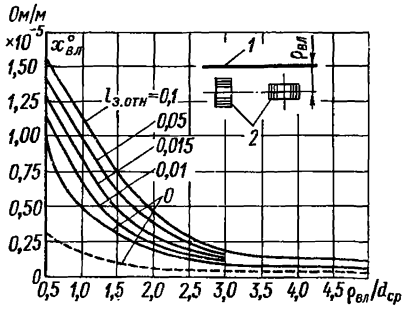


Рис. 2-13. Кривые зависимости единичного сопротивления влияния от относительного расстояния до влияющего токопровода

где $d_{ср}$ — средний диаметр магнитопровода оригинала. Следовательно, зная единичное сопротивление $x^0_{вл}$ и размеры оригинала, по формуле (2-39) найдем действительное сопротивление $x_{вл}$.

На рис. 2-13 приведены кривые единичного сопротивления влияния $x^0_{вл}$ в зависимости от относительного расстояния $\rho_{вл}/d_{ср}$ между осью магнитопровода *2* и осью внешнего токопровода *1*, полученные на уменьшенных моделях в соответствии с изложенными выше принципами [68]. Эксперименты проводились на тороидальных магнитопроводах без зазоров и с двумя диаметрально противоположными зазорами. Отношение ширины магнитопровода a (т. е. разности наружного и внутреннего радиусов) к среднему диаметру магнитопровода было $a/d_{ср} = 0{,}163$; отношение его высоты h к среднему диаметру $h/d_{ср} = 0{,}232$. Обмотка была равномерно распределена по всей длине магнитопровода в один слой с практически достигаемой в ТТ наибольшей плотностью укладки витков по внутренней окружности.

Внешний токопровод располагался параллельно или перпендикулярно образующей магнитопровода на расстоянии $\rho_{вл}$ от него, как показано на эксизе в поле рисунка. В ТТ с зазорами наибольшие значения $x^0_{вл}$ были получены, когда токопровод размещался в одной плоскости с зазорами параллельно образующей магнитопровода.

На рисунке нижняя сплошная кривая соответствует магнитопроводу без зазоров и внешнему токопроводу, параллельному образующей тороида. Остальные сплошные кривые получены при различных относительных суммарных расчетных зазорах (см. § 4-2 и 4-3) от 0,001 до 0,1 и указанном выше расположении токопровода.

Штриховая кривая относится к магнитопроводу без зазоров и внешнему токопроводу, помещенному над ним, параллельно его торцевой поверхности. Из кривых видно, что расположенный таким образом внешний токопровод значительно меньше влияет на ТТ, чем токопровод, расположенный параллельно образующей тороида.

Для иллюстрации вышеизложенного определим, например, какое влияние оказывают на ТТ в одной из фаз электрической цепи токи остальных двух фаз при расположении всех трех токопроводов ТТ в одной плоскости и расстоянии между соседними осями 60 см. Предполагаем, что оси токов совпадают с осями фаз.

Цент ИТ

Магнитопровод ТТ тороидальный, его средний диаметр $d_{ср} = 16$ см. Отношения $a/d_{ср}$ и $h/d_{ср}$ равны указанным выше. Относительное расстояние между крайней и средней фазами $60 : 16 = 3{,}75$; а между крайними фазами $120 : 16 = 7{,}5$. Рассмотрим два выполнения магнитопровода ТТ: без зазора и с двумя зазорами, общая расчетная длина которых $l_{з.\,отн} = 0{,}015$.

По нижней сплошной кривой на рис. 2-13 находим, что при $l_{з.\,отн} = 0$ оба единичных сопротивления, соответствующие указанным расстояниям, приблизительно равны $x^0_{вл} = 0{,}065 \times 10^{-5}$ Ом/м и, следовательно, влияние на ТТ обеих фаз не зависит от того, в какой фазе он установлен.

Сопротивление влияния, приведенное к одному витку, определим по формуле (2-39):

$$x_{вл} = 0{,}065 \cdot 10^{-5} \cdot 0{,}16 = 1{,}04 \cdot 10^{-7} \text{ Ом}.$$

Для определения первичного тока влияния одной фазы необходимо найти сопротивление намагничивания ТТ, приведенное к одному витку. Согласно формуле (2-32а) это сопротивление при заданных размерах магнитопровода ($S_м = 9{,}65$ см^2; $l_м = 100$ см) и абсолютной магнитной проницаемости, которую примем равной $\mu_а = 2512 \cdot 10^{-7}$ Гн/м, будет

$$x_0 = 314\mu_а S_м / l_м = 314 \cdot 2512 \cdot 10^{-6} \cdot 9{,}65 \cdot 10^{-4} : 1 = 7{,}62 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}.$$

Имея, кроме того, в виду, что при нормальном режиме $K = 1$, находим по формуле (2-35)

$$I_{вл\,1\%} = \frac{1{,}04 \cdot 10^{-7}}{7{,}62 \cdot 10^{-4}} \cdot 100 = 0{,}0136\%.$$

Эта величина весьма невелика, ввиду чего ее можно не учитывать. При выполнении магнитопровода с зазорами ($l_{з.\,отн} = 0{,}015$; $l_з = 1{,}5$ см) в соответствии с кривой рис. 2-13 для $\rho_{вл}/d_{ср} > 3{,}5$ необходимо иметь $x^0_{вл} \approx 0{,}1 \cdot 10^{-5}$ Ом/м; отсюда

$$x_{вл} = 0{,}1 \cdot 0{,}16 \cdot 10^{-5} = 1{,}6 \cdot 10^{-7} \text{ Ом};$$

$$x_0 = 314\mu_0 S_м / l_з = 314 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 9{,}65 \cdot 10^{-4} : (1{,}5 \cdot 10^{-2}) = 254 \cdot 10^{-7} \text{ Ом};$$

$$I_{вл\,1\%} = \frac{1{,}6 \cdot 10^{-7}}{254 \cdot 10^{-7}} \cdot 100 = 0{,}63\%.$$

В случае, например, 10-кратного тока короткого замыкания между двумя внешними фазами ($K = 10$) первичный ток влияния одной из них возрастает до 6,3 %. Если ТТ установлен в крайней фазе, влияние двух остальных короткозамкнутых между собой фаз приблизительно уравновесится (в каждый момент времени их токи равны и противоположны по направлению). Если же ТТ установлен в средней фазе, а замкнулись две крайние фазы, что в некоторых случаях возможно, например при двухфазном к. з. в отходящих кабелях, то суммарный ток влияния этих фаз составит 12,6 %. Такой ток влияния уже необходимо учитывать для предотвращения неправильной работы устройств релейной защиты.

ЦентрМаг

В [68] приведены также данные о сопротивлении влияния при соотношениях между размерами магнитопровода ТТ и выполнении обмоток, отличающихся от рассмотренных выше (см. рис. 2-13). Согласно этим данным, при увеличении относительной ширины до $a/d_{ср} = 1{,}5$ сопротивление $x^0_{вл}$ возрастает приблизительно в 2 раза, а при увеличении относительной высоты $h/d_{ср}$ также до 1,5 — приблизительно в 4,5 раза.

Уменьшение плотности укладки витков обмотки, равномерно распределенной по всей длине магнитопровода, влечет за собой увеличение $x^0_{вл}$ до двукратного. Уменьшение центрального угла магнитопровода α, соответствующего размещению обмотки, от 2π почти до нуля (сосредоточенная обмотка) приводит при неблагоприятном расположении ТТ относительно влияющего токопровода к почти 10-кратному увеличению $x^0_{вл}$, причем сопротивление влияния изменяется приблизительно по линейному закону.

В [68] предложены эмпирические формулы для расчета тока влияния:

на ТТ с тороидальным магнитопроводом без зазоров

$$I_{вл\,1\%} = \frac{3{,}7\cdot 10^{-4} K d^3_{ср}\left(1 - 0{,}9\frac{\alpha}{2\pi}\right)e^{k_1}}{x_{0\,уд} h \rho^{1{,}34}_{вл} a^{0{,}65}}, \qquad (2\text{-}40)$$

где $k_1 = 1{,}13\, h/d_{ср} - 0{,}13\, w_2 d_{пр}/d_{вн}$;

на ТТ с двумя немагнитными, диаметрально противоположными зазорами в магнитопроводе

$$I_{вл\,1\%} = \frac{1{,}18\cdot 10^{-3} K d^3_{ср} l^{0{,}115}_{з.\,отн}\left(1 - 0{,}9\frac{\alpha}{2\pi}\right)e^{k_1}}{x_{0\,уд} h \rho^{1{,}34}_{вл} a^{0{,}65}}. \qquad (2\text{-}41)$$

Здесь, помимо уже встречавшихся обозначений, $d_{пр}$ — диаметр провода без изоляции, м; $d_{вн}$ и h — внутренний диаметр и высота магнитопровода, м; K — кратность первичного тока.

В [79] было показано, что при выполнении магнитопровода ТТ с одним зазором, имеющим суммарную длину $l_з$, вместо двух, диаметрально противоположных, и при неблагоприятном расположении внешнего токопровода сопротивление влияния и первичный ток влияния возрастают приблизительно в 2 раза, а при четырех зазорах, равномерно распределенных по магнитопроводу, уменьшаются в 3—4 раза.

При наличии зазоров магнитопровод прямоугольной формы по своей подверженности влиянию внешних полей мало отличается от тороидального при тех же средней магнитной длине $l_{ср}$, площади сечения $S_м$ и общей длине зазоров $l_з$.

Первичный ток влияния на тороидальный ТТ с равномерно распределенной обмоткой без стального магнитопровода оказывается в сотни и тысячи раз бо́льшим, чем на такой же ТТ, но

Таблица 2-8. **Коэффициенты ослабления поля многослойными стальными экранами**

Число слоев	$I_{вл\ 1}$, А				
	200	400	600	800	1000
	$\rho_{вл} = 20$ см				
1	2,78	3,45	4,15	4,75	5,20
2	5,25	6,78	8,25	9,40	10,40
3	10,74	13,82	17,50	21,26	23,70
4	23,00	30,00	39,25	46,72	52,00
	$\rho_{вл} = 50$ см				
1	1,95	2,06	2,13	2,29	2,35
2	3,50	3,67	3,95	4,50	4,62
3	6,75	7,40	8,05	8,80	10,12
4	13,70	15,18	16,70	18,65	22,00

с ферромагнитным магнитопроводом, достигая при $K = 1$ значения 4—5 %.

Разделение вторичной обмотки ТТ на две или большее число параллельных секций приводит в некоторых случаях к снижению влияния внешних полей, ориентировочно не более чем в 1,5 раза.

К числу источников внешних полей, влияющих на ТТ, можно отнести также вторичные обмотки соседних ТТ той же фазы, размещенных на общем токопроводе в непосредственной близости один от другого, обтекаемые вторичными токами. Как показали опыты, взаимный первичный ток влияния таких ТТ не превосходит значений, показанных штриховой линией на рис. 2-13 и соответствующих рассмотренному расположению оси внешнего тока перпендикулярно оси ТТ. Поскольку для таких соседних ТТ, обтекаемых общим первичным током, $K = 1$, с взаимным влиянием их токов можно не считаться. Однако следует иметь в виду, что помимо токов, протекающих по вторичным обмоткам ТТ, взаимное влияние этих ТТ усиливает также дополнительные потоки рассеяния, ответвляющиеся из одного магнитопровода в другой независимо от тока, протекающего по вторичной обмотке соседнего ТТ. В результате характеристика намагничивания каждого ТТ несколько изменяется, как если бы близко от него располагались ферромагнитные предметы. Этот эффект наиболее заметно проявляется при наличии зазоров в магнитопроводах ТТ. Наилучшим с точки зрения ограничения взаимного влияния двух соседних магнитопроводов является такое их расположение, при котором плоскости зазоров совмещаются. В каждом конкретном случае при расположении ТТ в непосредственной близости один

ЦентрМаг

от другого следует проверять экспериментально характеристику намагничивания каждого из них.

В тех случаях, когда влияние внешних полей недопустимо усиливается, его можно уменьшить, поместив ТТ в замкнутый ферромагнитный или проводящий немагнитный экран, например цилиндрической формы. Эффект экранирования заключается в перераспределении общего внешнего магнитного потока и в ослаблении той его части, которая проходит внутри экрана и сцепляется со вторичной обмоткой ТТ.

Этот эффект у ферромагнитных экранов определяется их магнитной проницаемостью и электрической проводимостью, а у немагнитных — только проводимостью, от которой зависит размагничивающее действие возникающих в экране вихревых токов. Методы экранирования ТТ подробно исследованы в [69] и [70].

В табл. 2-8 приведены экспериментально полученные коэффициенты ослабления поля внутри цилиндрических многослойных стальных экранов трансформаторов тока при толщине слоя 1 мм.

Краевой эффект в цилиндрическом экране практически исчезает на расстоянии $0{,}75D$ от конца цилиндра, где D — его диаметр. Исходя из этого, можно выбирать длину экрана в зависимости от размера зоны, в которой требуется одинаковое ослабление внешнего поля. Эти данные могут быть использованы при конструировании экранов диаметром до $D = 0{,}5$ м при напряженности внешнего магнитного поля до нескольких десятков ампер на сантиметр. Следует иметь в виду, что напряженность магнитного поля внешнего тока обратно пропорциональна расстоянию от него. Поэтому можно приближенно считать, что с помощью одного и того же стального экрана можно ослабить в одно и то же число раз поле внешнего тока, например тока 1000 А, находящегося на расстоянии $\rho_{вл} = 0{,}5D = 15$ см от стенки экрана, и тока 10 000 А, находящегося на расстоянии 150 см.

Немагнитные экраны значительно менее эффективны, чем стальные. Так, например, при алюминиевом экране, однослойном или многослойном, с суммарной толщиной стенки 6 мм достигается ослабление поля всего в 4 раза [70].

В тех случаях, когда внешние магнитные поля существенно влияют на погрешности ТТ, можно определить результирующую токовую погрешность (в процентах) по формуле

$$f_{I\,рез\,\%} = f_{I\,\%} + \left|\sum KI_{вл\,I\,\%}\right|, \qquad (2\text{-}42)$$

где $\sum KI_{вл\,I\,\%}$ — геометрическая сумма токов влияния, вызываемых различными источниками, например разными фазами.

Под действием больших внешних полей при к. з. в первичной цепи в некоторых случаях магнитопровод ТТ может насыщаться больше, чем при отсутствии этих полей, что приводит к снижению кривой намагничивания ТТ. В [24] предложен метод расчета погрешностей ТТ в подобных случаях с использованием расчетной прямоугольной характеристики намагничивания (ПХН).

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

РАБОТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

3-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Условия работы ТТ в устройствах защиты и автоматики значительно отличаются от условий их работы в схемах измерения. Если для измерительных целей обычно требуется работа ТТ определенного класса точности при первичном токе, не превышающем номинальный, и притом в установившемся режиме, то в устройствах релейной защиты и автоматики ТТ в большинстве случаев должны выполнять свои функции при токах, значительно бо́льших номинального, в условиях переходного режима, например возникающего при коротком замыкании.

Следует особо отметить влияние на работу ТТ свободных апериодических составляющих первичного тока, появляющихся в переходных режимах. Эти составляющие трансформируются во вторичную цепь ТТ тем с большей погрешностью, чем медленнее они затухают. Следовательно, с увеличением времени затухания все бо́льшая доля апериодической составляющей первичного тока расходуется на намагничивание магнитопровода трансформатора тока. Далее будет показано, что, например, при постоянной времени затухания $T_1 \geqslant 0{,}05$ с максимальное значение апериодической составляющей тока намагничивания во много раз превышает его периодическую составляющую.

С ростом рабочих мощностей и напряжений современных электроэнергетических систем постоянная времени T_1 возрастает, в особенности при к. з. вблизи от шин мощных электростанций, нередко до нескольких десятых долей секунды. Вместе с тем сокращается допустимое время срабатывания устройств релейной защиты и автоматики, в некоторых случаях до нескольких миллисекунд. Следовательно, в момент срабатывания этих устройств апериодическая составляющая тока намагничивания во много раз превышает его периодическую составляющую.

В связи с этим условия работы трансформаторов тока, применяемых в современных энергосистемах, становятся все более тяжелыми. Замкнутые стальные магнитопроводы существующих ТТ подвержены сильному насыщению апериодическими составляющими тока и, следовательно, резкому уменьшению их магнитной проницаемости. Это приводит к недопустимому увеличению погрешностей таких ТТ в переходных режимах. Особенно большие погрешности имеют место, когда в магнитопроводе ТТ сохраняется остаточный магнитный поток, совпадающий по направлению с потоком апериодической составляющей тока намагничивания.

Ввиду указанных обстоятельств возникает необходимость в анализе общих закономерностей работы ТТ в переходных режимах и в разработке новых ТТ, погрешности которых в этих режимах не будут превышать допустимые значения.

Обычно вынужденная периодическая составляющая первичного тока считается синусоидальной, а сумма апериодических составляющих заменяется результирующей экспонентой. В переходных режимах первичный ток ТТ может содержать наряду с вынужденной периодической и свободными апериодическими составляющими также и затухающие свободные периодические составляющие. Значительные свободные периодические составляющие возникают, если в электрической системе имеются устройства емкостной компенсации либо длинные линии электропередачи (напряжением 330 кВ и выше) с распределенными параметрами.

Однако при проектировании ТТ, предназначенных для работы в переходных режимах, в большинстве случаев упомянутые свободные периодические составляющие можно не учитывать и считать, что первичный ток изменяется по закону

$$i_1 = I_{1\text{пер}\,m}\cos(\omega t - \delta_1) + I_{1\text{а. нач}}e^{-t/T_1}. \qquad (3\text{-}1)$$

В этом выражении $I_{1\text{пер}\,m}$ — амплитуда первичного периодического тока, зависящая от условий короткого замыкания; δ_1 — фаза этого тока в начальный момент времени переходного процесса ($t = 0$); это случайная величина, изменяющаяся в пределах от 0 до 90°; $I_{1\text{ а. нач}}$ — начальное значение апериодической составляющей тока; $T_1 = L_1/R_1$ — постоянная времени затухания этой составляющей, равная отношению индуктивности первичной цепи к ее активному сопротивлению.

Постоянная времени T_1 может изменяться от сотых до десятых долей секунды в зависимости от места и характера к. з. в системе. Например, при к. з. в электрически удаленной точке сети, а также при дуговом к. з. T_1 может быть равна 0,01 с и меньше, а при металлическом к. з. вблизи от мощного генерирующего источника она может быть и 0,3 с.

Подчеркнем, что фаза δ_1 и постоянная времени T_1 оказывают значительное влияние на переходные процессы в ТТ, причем это влияние тем больше, чем меньше δ_1 и чем больше T_1. На характер переходного процесса заметно влияет также значение и вид нагрузки, включенной во вторичную цепь ТТ. Наибольший практический интерес представляет включение во вторичную цепь ТТ индуктивности и активного сопротивления, соединенных последовательно.

В настоящей главе рассматриваются основные соотношения между электрическими величинами в цепях ТТ электромагнитного типа при указанном законе изменения первичного тока и активно-индуктивной нагрузке ТТ. Уравнения, которые будут приведены в § 3-2, непосредственно применимы для описания и расчета переходных процессов в электромагнитных ТТ с постоян-

Цент. маг

ными параметрами нагрузки и практически линейной характеристикой намагничивания. К таким ТТ относятся трансформаторы без стали, а также ТТ с достаточным немагнитным зазором в стальном магнитопроводе, имеющие приблизительно неизменную индуктивность намагничивания. При нелинейной характеристике намагничивания, свойственной обычным ТТ с замкнутыми стальными магнитопроводами, приведенные ниже уравнения способствуют качественной оценке переходных процессов и, кроме того, используются для расчета переходных процессов методом последовательных интервалов (см. [97], § 4-2).

3-2. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС В ОДНОЭЛЕМЕНТНОМ ТРАНСФОРМАТОРЕ ТОКА С ЛИНЕЙНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ НАМАГНИЧИВАНИЯ

Исходные уравнения. Данному ТТ соответствует схема замещения рис. 1-2, если в ней заменить z_0 и x_2 на L_0 и L_2. Пренебрегаем активной составляющей ветви намагничивания и считаем индуктивности L_0, L_2 и сопротивление r_2 постоянными (в состав L_2 входят индуктивности рассеяния вторичной обмотки ТТ и его нагрузки, а в r_2 — их активные сопротивления). Для упрощения дальнейших рассуждений все величины приводим к одному витку обмоток.

Переходный процесс в рассматриваемом случае описывается уравнениями

$$L_0 \frac{di_0}{dt} = i_2 r_2 + L_2 \frac{di_2}{dt}; \quad i_2 = i_1 - i_0.$$

Неизвестной величиной является мгновенный ток намагничивания i_0, от которого полностью зависит точность трансформации первичного тока. Исключая из уравнения ток i_2, получаем линейное дифференциальное уравнение

$$\frac{di_0}{dt} + \frac{i_0 r_2}{L_0 + L_2} - \frac{i_1 r_2}{L_0 + L_2} - \frac{L_2}{L_0 + L_2} \frac{di_1}{dt} = 0.$$

Введем обозначения постоянных времени ветви вторичного тока

$$T_2 = L_2/r_2 \tag{3-2}$$

и всего контура, образованного ветвями вторичного тока и намагничивания,

$$T' = (L_0 + L_2)/r_2. \tag{3-3}$$

Постоянная T' будет тем больше, чем выше магнитная проницаемость магнитопровода и чем меньше активное сопротивление r_2. Для идеального ТТ, у которого $\mu = \infty$, постоянная $T' = \infty$. В другом предельном случае, когда индуктивность L_0 пренебрежимо мала, постоянная $T' = T_2$. Постоянная времени T_2

Контрольный

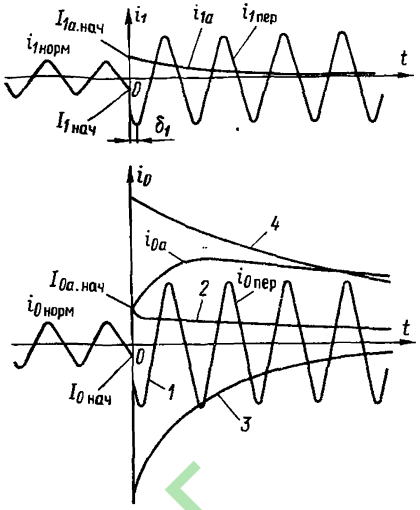


Рис. 3-1. Составляющие первичного тока и тока намагничивания ТТ

1 — периодическая составляющая тока намагничивания; *2*, *3*, *4* — апериодические составляющие, дающие в сумме ток I_{0a}

в практических условиях может находиться ориентировочно в пределах $0 \leqslant T_2 \leqslant 0{,}016$ с. Нижний предел соответствует чисто активной нагрузке ТТ и пренебрежимо малой индуктивности рассеяния его вторичной обмотки ($L_2 = 0$), а верхний — наибольшему встречающемуся отношению индуктивного и активного сопротивлений приборов и аппаратов, включенных во вторичную цепь ТТ, $\omega L_2/r_2 = 5$. Указанному отношению сопротивлений нагрузки соответствует $\cos \varphi_2 = 0{,}194$.

Подставляя в дифференциальное уравнение постоянные времени (3-2), (3-3) и первичный ток (3-1), получаем уравнение [79]

$$\frac{di_0}{dt} + \frac{i_0}{T'} - \frac{I_{1пер\,m}}{T'}[\cos(\omega t + \delta_1) - \omega T_2 \sin(\omega t + \delta_1)] + \\ + \frac{I_{1а.\,нач}}{T'}\left(\frac{T_2}{T_1} - 1\right)e^{-t/T_1} = 0. \qquad (3\text{-}4)$$

Не останавливаясь на промежуточных выкладках, необходимых для решения этого уравнения, напишем окончательное выражение тока намагничивания ТТ в переходном режиме [79]:

$$i_0 = I_{1пер\,m}\sqrt{\frac{1+(\omega T_2)^2}{1+(\omega T')^2}}\sin(\omega t + \delta_1 + \varphi) - \\ - \left[I_{1пер\,m}\sqrt{\frac{1+(\omega T_2)^2}{1+(\omega T')^2}}\sin(\delta_1 + \varphi) - I_{0нач}\right]e^{-t/T'} - \\ - I_{1а.\,нач}\frac{T_1 - T_2}{T' - T_1}e^{-t/T_1} + I_{1а.\,нач}\frac{T_1 - T_2}{T' - T_1}e^{-t/T'}, \qquad (3\text{-}5)$$

где $I_{0\,нач}$ — начальный ток намагничивания, а

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{1 + \omega^2 T_2 T'}{\omega(T' - T_2)}. \qquad (3\text{-}6)$$

Составляющие тока намагничивания. Рассмотрим структуру тока намагничивания в соответствии с уравнением (3-5). Первый член правой части представляет собой вынужденную синусоидальную составляющую переходного тока намагничивания, такую же, как в установившемся режиме.

Второй член — свободная апериодическая составляющая, которая в начальный момент переходного процесса компенсирует

разность периодической составляющей и начального тока намагничивания. Заметим, что второй член при $t = 0$ равен начальному значению результирующей апериодической составляющей тока намагничивания $I_{0\,\text{а. нач}}$ (рис. 3-1).

Третий член является вынужденной апериодической составляющей тока намагничивания, т. е. некоторой частью первичного апериодического тока; остальная его часть устремляется в ветвь вторичного тока схемы. Четвертый член — свободная апериодическая составляющая, компенсирующая третий член при $t = 0$. Обе свободные составляющие (вторая и четвертая) замыкаются в контуре, образованном ветвями вторичного тока и намагничивания ТТ, и затухают с постоянной времени T'.

Затухание вынужденной апериодической составляющей (третьей), так же как и первичного тока i_{1a}, определяется постоянной времени T_1. В частном случае при чисто активной нагрузочной ветви ($T_2 = 0$), когда $\delta_1 = 0$ и $I_{0\,\text{нач}} = 0$, вторая составляющая тока намагничивания отсутствует. Влияние магнитных свойств магнитопровода ТТ на его ток намагничивания уменьшается с уменьшением постоянной времени T'.

Интересно отметить, что теоретически в предельном случае $T' = T_2$, когда, кроме того, $I_{1\,\text{а. нач}} = -I_{1\text{пер}\,m}$, $\delta_1 = 0$, $I_{0\,\text{нач}} = 0$, получается

$$i_0 = I_{1\text{пер}\,m}(\cos \omega t - e^{-t/T_1}),$$

т. е. ток намагничивания равен первичному току.

Третья составляющая достигает наибольшего значения при $\delta_1 = 0$. Вообще начальное значение третьей, а следовательно, и четвертой составляющих может во много раз превышать амплитуду основной гармоники тока намагничивания $I_{0\text{пер}\,m}$, но никогда не может быть больше амплитуды первичного тока $I_{1\text{пер}\,m}$. Если при этом $T' > T_1$, как это нередко бывает, основное влияние на процесс после максимума тока $I_{0\text{а. м}}$ оказывает четвертая составляющая.

Как видно из уравнения (3-5), знаки третьей и четвертой составляющих тока намагничивания ТТ зависят от соотношения между постоянными времени T_1, T_2, T'. На практике в большинстве случаев $T_1 > T_2$. Если, кроме того, $T' = T_1$ и амплитуда тока $I_{1\text{пер}\,m}$, например при коротком замыкании, превышает амплитуду тока нормального режима $I_{1\text{норм}\,m}$, то вынужденная апериодическая (третья) составляющая тока намагничивания противоположна по знаку первичному току i_{1a}. Все три апериодические составляющие тока (вторая, третья и четвертая) в сумме дают результирующую апериодическую составляющую i_{0a}. Что касается периодической составляющей тока намагничивания $i_{0\,\text{пер}}$, то при индуктивной нагрузке ($T_2 \to \infty$) она совпадает по знаку с током $i_{1\text{пер}}$, а при активной ($T_2 = 0$) отстает от него на угол, меньший 90°, так же, как при установившемся режиме.

Изменение во времени составляющих первичного тока и тока намагничивания, а также результирующих токов в соответствии с изложенным иллюстрируется кривыми рис. 3-1. При построении этих кривых было принято, что $T' > T_1 > T_2$, $I_{1\text{пер}\,m} > I_{1\text{норм}\,m}$, $\varphi_2 = 0$ и при $t = 0$ ток намагничивания равен току предшествующего режима нормальной работы $I_{0\,\text{нач}}$.

Максимальные значения тока намагничивания и время их достижения. Для оценки влияния постоянной времени T_1 и параметров ветви вторичного тока на суммарный апериодический ток намагничивания и время $t_{0\text{м}}$ достижения им максимального значения $I_{0\text{а. м}}$ воспользуемся выражениями, полученными из формулы (3-5) [79]:

$$I_{0\text{а. м}} = I_{1\text{пер}\,m}\frac{T_1 - T_2}{T_1}\left[\frac{T_1}{T'} + \frac{T_1(1+\omega^2 T_2 T')(T'-T_1)}{T'(1+\omega^2 T'^2)(T_1-T_2)}\right]^{\frac{T'}{T'-T_1}}; \quad (3\text{-}7)$$

$$t_{0\text{м}} = \frac{T'T_1}{T'-T_1}\ln\left[\frac{T'}{T_1}\frac{(1+\omega^2 T'^2)(T_1-T_2)}{(1+\omega^2 T'^2)(T_1-T_2)+(1+\omega^2 T_2 T')(T'-T_1)}\right]. \quad (3\text{-}8)$$

В частном случае, когда $T' \gg T_1$, $\omega^2 T'^2 \gg 1$, $\omega^2 T' T_1 \gg 0$, находим, что

$$I_{0\text{а. м}} \approx I_{1\text{пер}\,m} T_1/T',$$

т. е. максимум апериодической составляющей тока намагничивания пропорционален отношению постоянных времени первичной цепи и ветви вторичного тока ТТ.

Что касается максимума периодической составляющей тока намагничивания, то очевидно, что

$$I_{0\text{пер}\,m} = I_{1\text{пер}\,m}\sqrt{\frac{1+(\omega T_2)^2}{1+(\omega T')^2}}. \quad (3\text{-}9)$$

По формулам (3-7)—(3-9) на рис. 3-2 и 3-3 построены зависимости отношений токов $I_{0\text{ а. м}}/I_{1\text{пер}\,m}$, $I_{0\text{а. м}}/I_{0\text{пер}\,m}$ и времени $t_{0\text{м}}$ от T' для характерных значений постоянных: $T_1 = 0{,}05$ и $0{,}1$ с; $T_2 = 0$ и $0{,}016$ с (значения T' отложены на оси абсцисс в логарифмическом масштабе).

Из рис. 3-2 видно, что отношения $I_{0\text{а. м}}/I_{0\text{пер}\,m}$ возрастают с увеличением постоянной времени T', т. е. с уменьшением нагрузки трансформатора, и с увеличением постоянной времени электроэнергетической системы T_1. Например, при $T' = 10$ с, $T_1 = 0{,}1$ с и $T_2 = 0$ это отношение приближается к 30. Но с увеличением T' уменьшается отношение $I_{0\text{а. м}}/I_{1\text{ пер}\,m}$, что в результате приводит к снижению относительного тока намагничивания.

Отношения $I_{0\text{а. м}}/I_{0\text{ пер}\,m}$ и $I_{0\text{ а. м}}/I_{1\text{пер}\,m}$ — это характерные параметры, определяющие отклонение переходного режима ТТ

ЦентрМаг

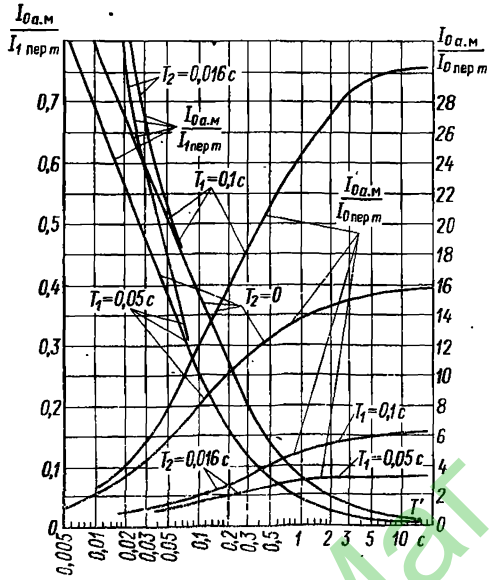


Рис. 3-2. Зависимости отношения $I_{0\,а.м}/I_{1\,пер\,m}$ и $I_{0\,а.м}/I_{0\,пер\,m}$ от постоянных времени T', T_1 и T_2

от установившегося при заданном $I_{1\,пер\,m}$. На основании изложенного приходим к заключению, что для уменьшения отношения $I_{0а.\,м}/I_{0\,пер\,m}$ при необходимости снизить влияние апериодической составляющей тока намагничивания следует повышать сопротивление нагрузки $r_{2н}$. При этом увеличивается возможная отдача мощности, однако возрастает погрешность трансформации установившегося периодического тока $i_{1\,пер}$.

Для ТТ с замкнутым стальным магнитопроводом, как будет видно из дальнейшего, повышение сопротивления нагрузки приводит вследствие насыщения к повышенным отклонениям токов намагничивания от установившихся.

Приблизительно при $T' > 0{,}1$ с постоянная T_2 не влияет на $I_{0\,а.\,м}/I_{0\,пер\,m}$. При меньших значениях T' отсутствие индуктивности в цепи нагрузки ($T_2 = 0$) сказывается благоприятно, так как ограничивает апериодическую составляющую тока намагничивания.

Как видно из рис. 3-3, время $t_{0м}$ возрастает с увеличением T', достигая, например, при $T' = 20$ с и $T_1 = 0{,}1$ с приблизительно 0,5 с. С другой стороны, при постоянной времени $T' < T_1$ время $t_{0м}$ проходит через нуль и становится отрицательным, т. е. в действительности ток $i_{0а}$ не имеет максимума, а его наибольшее значение приходится на начальный момент $t = 0$. Постоянная T_1 также оказывает влияние на $t_{0м}$, в особенности при больших значениях T': с увеличением T_1 время $t_{0м}$ увеличивается.

Наибольший относительный максимум суммарного тока намагничивания, достигаемый в течение переходного процесса, можно приближенно принять равным сумме найденных составляющих.

$$\frac{I_{0м}}{I_{1\,пер\,т}} \approx \frac{I_{0\,а.\,м}}{I_{1\,пер\,т}} + \frac{I_{0\,пер\,т}}{I_{1\,пер\,т}} \qquad (3\text{-}10)$$

или

$$I_{0\,м*} \approx I_{0\,а.\,м*} + I_{0\,пер\,т*},$$

иначе говоря, сумме относительных апериодического и периодического токов намагничивания.

Общие условия трансформации тока. Из вышеизложенного ясно, что в каждый момент времени вторичный ток ТТ отличается от его первичного тока на ток намагничивания, который в свою очередь содержит рассмотренные выше составляющие.

В идеальном ТТ ($T' = \infty$) периодическая и апериодическая составляющие тока намагничивания согласно уравнению (3-5) равны нулю и весь первичный ток трансформируется во вторичную цепь ТТ. В другом предельном случае, когда $T' = T_2$, весь первичный ток проходит по ветви намагничивания, а ток в нагрузке равен нулю. Во всех иных случаях распределение периодических составляющих между ветвями намагничивания и нагрузки зависит от соотношения между полными сопротивлениями этих ветвей и является таким же, как в установившемся режиме.

Под трансформированной апериодической составляющей, строго говоря, следовало бы понимать вынужденную апериодическую составляющую вторичного тока, затухающую с той же постоянной времени T_1, что и свободный первичный ток i_{1a}, т. е. алгебраическую разность тока i_{1a} и пропорциональной ему третьей составляющей тока i_0 (3-5). Однако обычно практический интерес представляет суммарный ток i_{2a}, в состав которого входят еще и свободные вторая и четвертая составляющие тока i_0 (противоположных знаков). В пределе, когда $T_1 = \infty$ (т. е. когда i_{1a} является постоянным током), ток i_{2a} содержит только эти свободные составляющие и затухает с постоянной времени T'.

В реальных условиях, если $T' > T_1 > T_2$, ток i_{0a} вызывает в начале переходного процесса уменьшение тока i_{2a} по сравнению с первичным током i_{1a}. Если перед началом переходного процесса ток в первичной цепи отсутствовал, то в момент време-

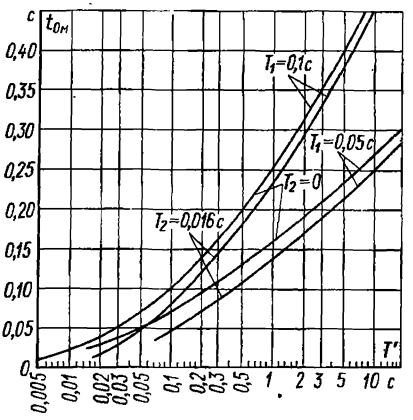


Рис. 3-3. Время достижения максимума апериодической составляющей тока намагничивания

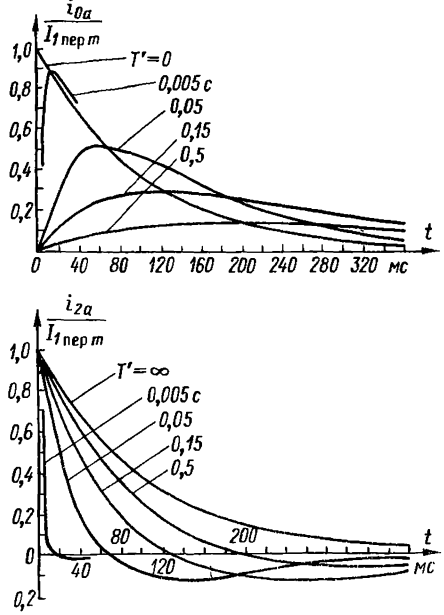


Рис. 3-4. Апериодические составляющие тока намагничивания и вторичного тока ТТ ($T_1 = 0{,}1$ с; $T_2 = 0$; $\delta_1 = 0$; $I_{1нор} = 0$):

ни $t = 0$ ток i_{2a} равен по значению и противоположен по знаку начальному току $i_{2\,пер}$. Если $T' > T_1$, то по мере затухания тока i_{1a} третьей составляющей тока намагничивания начинают сильнее влиять его вторая и четвертая составляющие, поскольку они затухают медленнее. Суммарная апериодическая составляющая i_{2a} уменьшается и в некоторый момент, который можно определить из уравнений (3-1) и (3-5), меняет свой знак. Далее ток i_{2a} достигает отрицательного максимума и постепенно спадает до нуля. Как показывают расчеты, этот экстремум тока i_{2a} оказывается в несколько раз меньшим его начального значения и поэтому не может в достаточной мере характеризовать работу трансформатора тока. Следовательно, наибольший ток i_{2a} имеет место при $t = 0$, но он во всех случаях не может превысить амплитуду периодической составляющей $I_{2\,пер\,m}$.

На рис. 3-4 построены графики изменения во времени апериодических составляющих тока намагничивания i_{0a} и вторичного тока i_{2a}, отнесенных к амплитуде периодической составляющей первичного тока $I_{1пер\,m}$. При построении было принято отсутствие предшествующего тока нормального режима, $\delta_1 = 0$, $T_1 = 0{,}1$ с, $T_2 = 0$ и несколько значений постоянной времени T'. При $T_2 = 0{,}016$ с кривые будут иметь почти такой же вид.

Кривые $i_{0a}/I_{1\,пер\,m}$ при $T' = 0$, а также кривые $i_{2a}/I_{1\,пер\,m}$ при $T' = \infty$ совпадают с кривой апериодической составляющей первичного тока $i_{1a}/I_{1\,пер\,m}$. Сравнивая с ними кривые для конечных значений постоянной T' ($T_2 < T' < \infty$), можно видеть, как отличается ток i_{2a} от тока i_{1a} в зависимости от параметров ТТ и его нагрузки.

На основании графиков (рис. 3-4) приходим к важному заключению, что с уменьшением постоянной времени T' отклонение тока i_{2a} от тока i_{1a}, т. е. погрешность трансформации апериодической составляющей, возрастает, а время затухания тока i_{0a} уменьшается. Когда трансформация апериодической составляющей во вторичную цепь нежелательна, уменьшение T', например путем повышения сопротивления r_2, является благоприятным.

ЦЕНТР

Определение вторичного тока в заданные моменты времени. Рассмотрим возможные значения тока i_2, считая для простоты, что в момент времени, предшествующий началу переходного процесса, ток в первичной цепи и ток намагничивания ТТ были равны нулю. Следовательно, в начале переходного процесса

$$I_{1\,\text{а. нач}} = -I_{1\,\text{пер}\,m}\cos\delta_1; \quad I_{0\,\text{нач}} = 0.$$

При этом условии уравнение (3-5) может быть представлено в виде

$$i_0 = I_{1\,\text{пер}\,m}\left\{\sqrt{\frac{1+(\omega T_2)^2}{1+(\omega T')^2}}\sin(\omega t+\delta_1+\varphi)+\frac{T_1-T_2}{T'-T_1}e^{-t/T_1}\cos\delta_1-\right.$$
$$\left.-\left[\sqrt{\frac{1+(\omega T_2)^2}{1+(\omega T')^2}}\sin(\delta_1+\varphi)-\frac{T_1-T_2}{T'-T_1}\cos\delta_1\right]e^{-t/T'}\right\}.$$

Отсюда, имея в виду (3-1), получаем уравнение вторичного тока

$$i_2 = i_1 - i_0 = I_{1\,\text{пер}\,m}\left\{\cos(\omega t+\delta_1)-\sqrt{\frac{1+(\omega T_2)^2}{1+(\omega T')^2}}\times\right.$$
$$\times\sin(\omega t+\delta_1+\varphi)-\frac{T'-T_2}{T'-T_1}e^{-t/T_1}\cos\delta_1+$$
$$\left.+\left[\frac{T'-T_2}{T'-T_1}\cos\delta_1+\sqrt{\frac{1+(\omega T_2)^2}{1+(\omega T')^2}}\sin(\delta_1+\varphi)\right]e^{-t/T'}\right\}. \quad (3\text{-}11)$$

Из уравнения (3-11) видно, что на протяжении переходного процесса во вторичной цепи ТТ протекают, помимо периодических, две апериодические составляющие, затухающие с постоянными времени T_1 и T'.

На работу устройств релейной защиты непосредственно влияет отношение апериодической составляющей тока i_{2a} к амплитуде периодической составляющей в некоторые моменты времени, близкие к моменту срабатывания реле. В качестве таких моментов времени во многих случаях можно принять $t_р = 0{,}02$ или $0{,}05$ с от начала переходного процесса.

В зависимости от назначения устройств релейной защиты могут учитываться те или иные вероятные начальные условия переходного процесса, отличающиеся от возможных наиболее тяжелых. В частности, в некоторых случаях допустимо принимать в расчетах не самую неблагоприятную фазу $\delta_1 = 0$, а достаточно вероятную $\delta_1 = 50°$ [81].

Разумеется, указанные значения $t_р = 0{,}02$ и $0{,}05$ с и $\delta_1 = 50°$ приняты здесь лишь в качестве характерного примера. На практике нередко требуется учитывать и другие значения указанных параметров, а также различные постоянные времени T_1 и T_2.

На рис. 3-5 и 3-6 построены зависимости $|i_{2a}/I_{2\,\text{пер}\,m}| = f(r_2/x_0)$ в моменты времени $t_р = 0{,}02$ и $0{,}05$ с при $\delta_1 = 50°$ и постоянных времени $T_1 = 0{,}1$ и $0{,}01$ с, $T_2 = 0$ и $0{,}016$ с. При построении этих кривых рассматривалось изменение отношения

Центрмаг

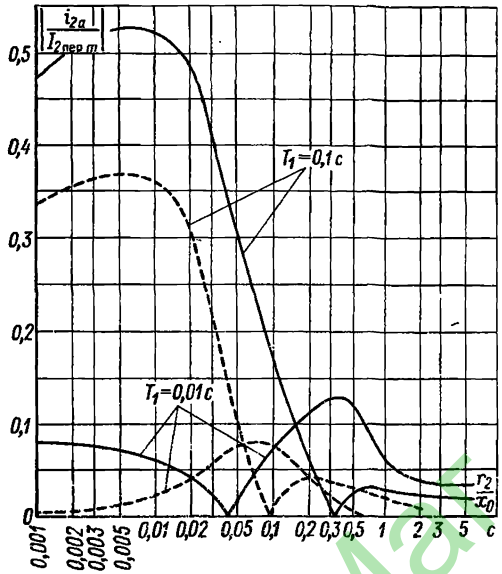


Рис. 3-5. Кривые $|i_{2a}/I_{2\,пер\,m}| = f(r_2/x_0)$ при $T_1 = 0{,}1$ и 0,01 с; $T_2 = 0$
——— $t_р = 0{,}02$ с; – – – $t_р = 0{,}05$ с

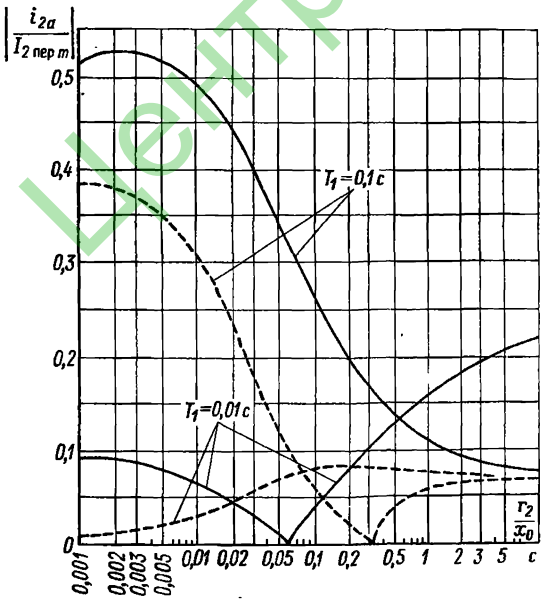


Рис. 3-6. Кривые $|i_{2a}/I_{2\,пер\,m}| = f(r_2/x_0)$ при $T_1 = 0{,}1$ и 0,01 с, $T_2 = 0{,}016$ с
——— $t_р = 0{,}02$ с; – – – $t_р = 0{,}05$ с

Центрмаг

r_2/x_0 в широких пределах, от 0,001 до 10. Нижний предел соответствует весьма точной трансформации периодической составляющей первичного тока, когда ТТ по своим свойствам приближается к идеальному. Верхний предел практически соответствует работе ТТ в режиме трансреактора, при котором, как известно, напряжение на выходе практически пропорционально первичному периодическому току независимо от возможных наибольших отклонений сопротивления нагрузки от заданного.

Как видно из графиков, кривые апериодической составляющей вторичного тока в зависимости от T_2 при указанных $t_р$ могут значительно отличаться друг от друга Иногда, например при $T_2 = 0$ и $r_2/x_0 > 1$, составляющая $i_{2а}$ весьма невелика. При некоторых значениях r_2/x_0, когда $i_{2а}/I_{2\,пер\,m} = 0$, ток $i_{2а}$ меняет свой знак. Вместе с тем при небольших отношениях r_2/x_0 составляющая $i_{2а}$ может достигать 60 % тока $I_{2\,пер\,m}$. Эти данные должны учитываться при проектировании устройств релейной защиты, присоединенных к ТТ с линейными характеристиками.

3-3. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС В КАСКАДНОМ ТРАНСФОРМАТОРЕ ТОКА С ЛИНЕЙНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НАМАГНИЧИВАНИЯ

На рис. 3-7, *а* приведена электрическая схема двухступенчатого ТТ с произвольным числом трансформаторов нижней ступени. По этой схеме выполнены ТТ напряжением 500 кВ типа ТФНКД 500, ТРН 500 и напряжением 750 кВ типа ТРН 750. Первый из них имеет 4, а второй и третий — по 5 ТТ нижней ступени и соответственно такое же число вторичных обмоток. На рис. 3-7, *б* представлена схема замещения рассматриваемого двухступенчатого ТТ. На обоих рисунках i_1, $i_2^в$, $i_{2n}^н$, $i_0^в$, $i_{0n}^н$ — приведен-

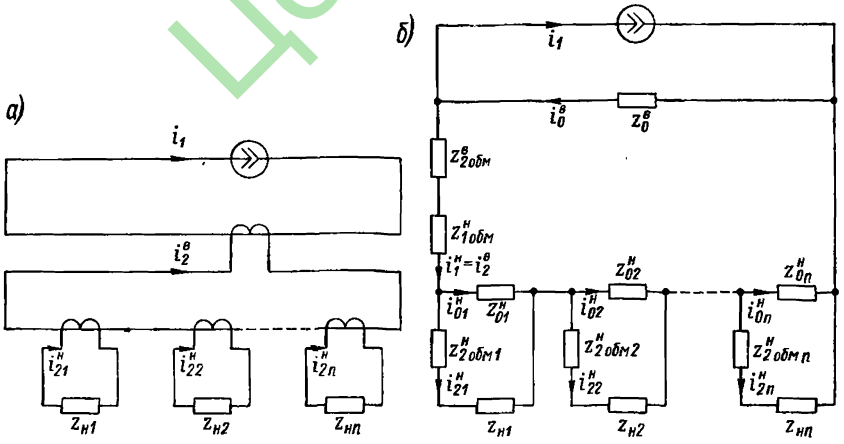


Рис. 3-7. Электрическая схема каскадного двухступенчатого ТТ (*а*) и схема замещения его (*б*)

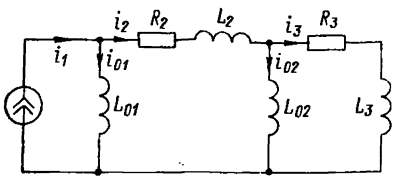


Рис. 3-8. Упрощенная схема замещения двухступенчатого каскадного ТТ

ные к одной обмотке (обычно к первичной) токи, соответственно: первичный, вторичные верхней и нижней ступеней и токи намагничивания верхней и нижней ступеней; $z_0^{в}$, $z_{0n}^{н}$, $z_{2\,обм}^{в}$, $z_{2\,обм\,n}^{н}$, $z_{1\,обм}^{н}$, $z_{нп}$ — приведенные к той же обмотке, что и токи, сопротивления: соответственно ветвей намагничивания верхней и нижней ступеней, вторичных обмоток верхней и нижней ступеней, первичной обмотки нижней ступени и нагрузки.

Схема рис. 3-7, *б* дана в предположении отсутствия потерь на гистерезис и вихревые токи. Если принять также, что магнитная проницаемость магнитопроводов всех ТТ, образующих каскадный трансформатор, постоянна, все ТТ нижней ступени одинаковы и нагрузка их одинакова, т. е.

$$\left.\begin{aligned} &z_{01}^{н} = z_{02}^{н} = \ldots = z_{0n}^{н};\\ &z_{2\,обм\,1}^{н} = z_{2\,обм\,2}^{н} = \ldots = z_{2\,обм\,n}^{н};\\ &z_{н1} = z_{н2} = \ldots = z_{нп}, \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}12)$$

то анализ переходного режима существенно упрощается.

Если магнитопроводы всех ТТ имеют зазор, достаточный для обеспечения линейных характеристик намагничивания, условия (3-12) с большой точностью выполняются в двух крайних, практически важных режимах: при номинальной нагрузке всех ТТ и при закороченных обмотках ТТ нижней ступени. Очевидно, что погрешности в первом случае будут максимальными допустимыми, а во втором — минимальными возможными. Именно эти режимы служат основой для проектирования ТТ. Проведенный для линейного ТТ анализ позволяет дать только качественную характеристику процесса в нелинейном ТТ.

Схема каскадного ТТ с учетом принятых допущений представлена на рис. 3-8, где

$$i_{01} = i_0^{в};\ i_{02} = i_{01}^{н} = i_{02}^{н} = \ldots = i_{0n}^{н};$$

$$i_2 = i_1^{н} = i_2^{в};\ i_3 = i_{21}^{н} = i_{22}^{н} = \ldots = i_{2n}^{н};$$

$$L_{01} = L_0^{в};\ L_{02} = \sum_1^n L_{0n}^{н};$$

$$R_2 = R_{2\,обм}^{в} + R_{1\,обм}^{н};\ R_3 = \sum_1^n (R_{2\,обм\,n}^{н} + R_{нп});$$

$$L_2 = L_{2\,обм}^{в} + L_{1\,обм}^{н};\ L_3 = \sum_1^n (L_{2\,обм\,n}^{н} + L_{нп}).$$

Дифференциальные уравнения, описывающие переходный процесс в рассматриваемой схеме, имеют вид

$$\left.\begin{aligned}(L_{01}+L_{02})\frac{di_{01}}{dt}-L_{02}\frac{di_{02}}{dt}+R_2 i_{01}=L_2\frac{di_1}{dt}+R_2 i_1;\\ L_3\frac{di_{01}}{dt}+(L_{02}+L_3)\frac{di_{02}}{dt}+R_3 i_{01}+R_3 i_{02}=L_3\frac{di_{01}}{dt}+R_3 i_1.\end{aligned}\right\} \quad (3\text{-}13)$$

Решая эти уравнения для наиболее тяжелого к. з., когда в цепи отсутствует предшествующий ток, а периодическая составляющая проходит через положительный или отрицательный максимум, т. е. когда в равенстве (3-1) $\delta_1 = 0$; $i_1(0) = 0$; $I_{1\,\text{а.нач}} = -I_{1\,\text{пер}\,m}$, и вводя обозначения

$$\frac{L_{01}}{R_2}=T_{01};\ \frac{L_2}{R_2}=T_2;\ \frac{L_{02}}{R_3}=T_{02};\ \frac{L_3}{R_3}=T_3;\ \frac{R_3}{R_2}=\gamma; \quad (3\text{-}14)$$

$$\left.\begin{aligned}\tau_1=\sqrt{\gamma T_{02}T_3+(T_{01}+T_2)(T_{02}+T_3)};\\ \tau_2=T_{01}+T_2+T_3+T_{02}(1+\gamma),\end{aligned}\right\} \quad (3\text{-}15)$$

токи намагничивания верхней и нижней ступеней можно представить в следующем виде [90]:

$$i_{01}=i_{01\,\text{пер}}+i_{01\text{а}}=I_{1\,\text{пер}\,m}\left[c_{10}\cos(\omega t+\varphi_1)-c_{20}\exp\left(-\frac{t}{T_1}\right)+\right.$$
$$\left.+c_{30}\exp\left(\frac{-\tau_2+\sqrt{\tau_2^2-4\tau_1^2}}{2\tau_1^2}t\right)+c_{40}\exp\left(\frac{-\tau_2-\sqrt{\tau_2^2-4\tau_1^2}}{2\tau_1^2}t\right)\right]; \quad (3\text{-}16)$$

$$i_{02}=i_{02\,\text{пер}}+i_{02\text{а}}=I_{1\,\text{пер}\,m}\left[c_{50}\cos(\omega t+\varphi_2)-c_{60}\exp\left(-\frac{t}{T_1}\right)+\right.$$
$$\left.+c_{70}\exp\left(\frac{-\tau_2+\sqrt{\tau_2^2-4\tau_1^2}}{2\tau_1^2}t\right)+c_{80}\exp\left(\frac{-\tau_2-\sqrt{\tau_2^2-4\tau_1^2}}{2\tau_1^2}t\right)\right]. \quad (3\text{-}17)$$

Коэффициенты в выражениях (3-16), (3-17) равны:

$$\left.\begin{aligned}c_{10}=\sqrt{\frac{\omega^2(\tau_2-T_{01})^2+\{\omega^2[T_{01}(T_{02}+T_3)-\tau_1^2]+1\}^2}{\omega^2\tau_2^2+(1-\omega^2\tau_1^2)^2}};\\ c_{20}=\frac{T_1^2-(\tau_2-T_{01})T_1+\tau_1^2-T_{01}(T_{02}+T_3)}{T_1^2-\tau_2T_1+\tau_1^2};\\ c_{30}=\frac{(p_4-\omega^2T_1)\{[\tau_1^2-T_{01}(T_{02}+T_3)]p_4^2+(\tau_1-T_{01})p_4+1\}}{(p_4^2+\omega^2)(p_4T_1+1)(2p_4\tau_1^2+\tau_2)};\\ c_{40}=\frac{(p_5-\omega^2T_1)\{[\tau_1^2-T_{01}(T_{02}+T_3)]p_5^2+(\tau_2-T_{01})p_5+1\}}{(p_5^2+\omega^2)(p_5T_1+1)(2p_5\tau_1^2+\tau_2)};\\ c_{50}=\omega T_{01}\sqrt{\frac{1+\omega^2T_3^2}{\omega^2\tau_2^2+(1-\omega^2\tau_1^2)^2}};\quad c_{60}=\frac{T_{01}(T_3-T_1)}{T_1^2-\tau_2T_1+\tau_1^2};\\ c_{70}=\frac{p_4T_{01}(p_4-\omega^2T_1)(T_3p_4+1)}{(p_4^2+\omega^2)(p_4T_1+1)(2p_4\tau_1^2+\tau_2)};\\ c_{80}=\frac{p_5T_{01}(p_5-\omega^2T_1)(T_3p_5+1)}{(p_5^2+\omega^2)(p_5T_1+1)(2p_5\tau_1^2+\tau_2)},\end{aligned}\right\} \quad (3\text{-}18)$$

где

$$p_{4,5}=\frac{-\tau_2\pm\sqrt{\tau_2^2-4\tau_1^2}}{2\tau_1^2}.$$

ЦентрМаг

Углы, определяющие фазу вынужденных периодических составляющих токов намагничивания, равны:

$$\left.\begin{aligned}\varphi_1 &= \operatorname{arctg}\frac{\omega\{(\tau_2 - T_{01})(1-\omega^2\tau_1^2) - \tau_2[\omega^2(T_{01}T_{02}+T_{01}T_3-\tau_1^2)+1]\}}{\omega^2\{[T_{01}(T_{02}+T_3)-\tau_1^2](1-\omega^2\tau_1^2)-\tau_1^2+\tau_2(\tau_2-T_{01})\}+1};\\ \varphi_2 &= \operatorname{arctg}\frac{\omega^2\tau_2 T_3 + 1 + \omega^2\tau_1^2}{\omega[\tau_2 - T_3(1-\omega^2\tau_1^2)]}.\end{aligned}\right\} \quad (3\text{-}19)$$

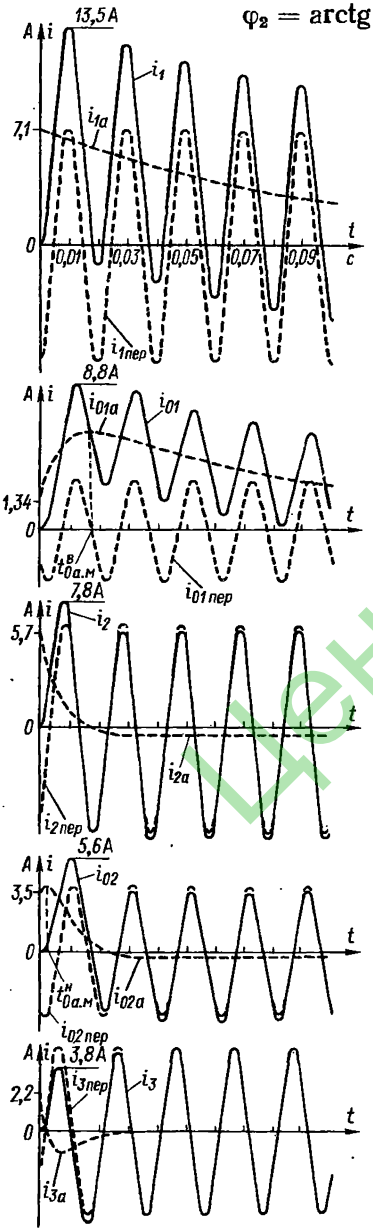


Рис. 3-9. Расчетные кривые токов каскадного ТТ

Из выражений (3-16) и (3-17) видно, что токи намагничивания и, следовательно, вторичные токи каждой из ступеней содержат по две свободные апериодические составляющие, имеющие разные начальные значения, но затухающие в обеих ступенях с одинаковыми постоянными времени.

Пример 3-1. Определим мгновенные значения токов и их составляющих в каскадном ТТ, имеющем по одному трансформатору в верхней и нижней ступенях. Его схема совпадает с приведенной на рис. 3-8, а параметры имеют следующие значения: $L_{01} = 0{,}133 \cdot 10^{-2}$ Гн; $L_2 = L_3 = 0$; $L_{02} = 0{,}817 \cdot 10^{-5}$ Гн; $R_2 = 0{,}2$ Ом; $R_3 = 0{,}2 \cdot 10^{-2}$ Ом. Первичный ток $i_1 = 7{,}07\ [\cos(\omega t + 180°) + e^{-10t}]$.

Результат расчетов по приведенным выше формулам представлен на рис. 3-9, где все токи даны в одном масштабе и снабжены обозначениями, принятыми в настоящем параграфе. Кроме того, на рис. 3-9 представлены периодическая и апериодическая составляющие вторичных токов верхней ($i_{2\,пер}$, i_{2a}) и нижней ($i_{3\,пер}$, i_{3a}) ступеней, а также время достижения максимума апериодическими составляющими тока намагничивания верхней ($t^{в}_{0\,а.\,м}$) и нижней ($t^{н}_{0\,а.\,м}$) ступеней.

На рис. 3-9 показано изменение во времени следующих полных то-

ЦентрЭнергоТест

ков (сплошные линии) и их периодических и апериодических составляющих (штриховые линии): первичного тока верхней ступени i_1; тока намагничивания верхней ступени i_{01}; вторичного тока верхней ступени (первичного тока нижней ступени) i_2; тока намагничивания нижней ступени i_{02}; вторичного тока нижней ступени i_3.

Следует заметить, что в лабораторных условиях схема рис. 3-8 может быть реализована с помощью физической модели каскадного ТТ, имеющей, например, следующее сочетание параметров: в ТТ верхней ступени $S_м^в = 8$ см^2, $l_м^в = 27{,}6$ см, длина зазора $l_з^в = 2 \cdot 0{,}8 = 1{,}6$ см, $w_1^в = 100$, $w_2^в = 1000$; в ТТ нижней ступени $S_м^н = 4$ см^2, $l_м^н = 27{,}6$ см, $l_з^н = 2 \cdot 0{,}8 = 1{,}6$ см, $w_1^н = 100$, $w_2^н = 1000$, $R = 0{,}178 \cdot 10^{-2}$ Ом (приведено к первичной обмотке верхней ступени).

3-4. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС В ОДНОЭЛЕМЕНТНОМ ТРАНСФОРМАТОРЕ ТОКА С НЕЛИНЕЙНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ НАМАГНИЧИВАНИЯ

Конструктивно ТТ с нелинейной характеристикой намагничивания представляет собой трансформатор с замкнутым ферромагнитным магнитопроводом или магнитопроводом, имеющим небольшой немагнитный зазор, недостаточный для устранения нелинейности. Для анализа работы ТТ с нелинейной характеристикой намагничивания применима схема замещения, которая рассматривалась нами выше (см. рис. 1-2). Однако в данном случае индуктивность ветви намагничивания L_0 — величина переменная, зависящая от остаточной индукции и тока намагничивания.

В переходном режиме первичный, вторичный токи и ток намагничивания ТТ могут содержать, кроме периодической, также и апериодические составляющие, характер изменения которых во времени не отличается от рассмотренного выше применительно к ТТ с линейной характеристикой (см. рис. 3-1).

Вместе с тем переходные процессы в ТТ с нелинейной характеристикой проходят сложнее. Когда ток намагничивания содержит апериодическую составляющую, которая вызывает магнитный поток, совпадающий по направлению с остаточным, то результирующая индукция в замкнутом магнитопроводе достигает индукции насыщения 1,4—2 Тл (вместо 0,05—0,2 Тл в нормальном режиме).

При этом относительные токи намагничивания ТТ и его погрешности весьма велики. Нередко в момент достижения максимальной индукции почти весь первичный ток поступает в ветвь намагничивания, а ток во вторичной цепи снижается до относительно небольшого значения.

Даже в тех случаях, когда магнитные потоки, создаваемые апериодической составляющей тока намагничивания, противоположны по направлению остаточной индукции или остаточный

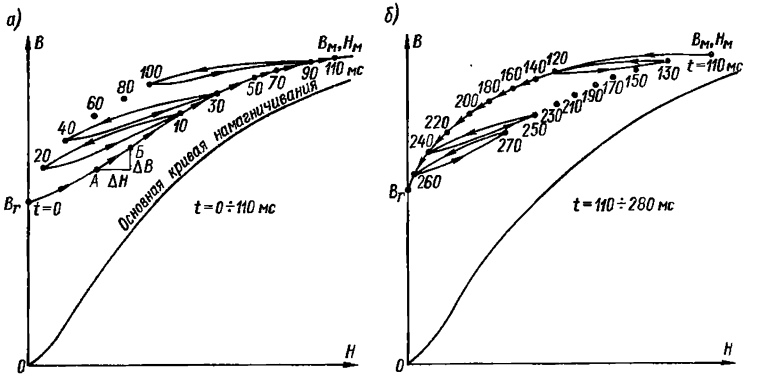


Рис. 3-10. Кривые $B = f(H)$ при переходном процессе в ТТ

поток в магнитопроводе практически отсутствует, индукция и ток намагничивания ТТ в переходных режимах имеют большие значения.

Остаточная индукция в магнитопроводах трансформаторов тока. ТТ с замкнутым ферромагнитным магнитопроводом способен сохранять в нем значительную остаточную магнитную индукцию B_r, в особенности после отключения токов коротких замыканий большой кратности. Индукцию B_r можно определить по симметричной гистерезисной петле намагничивания данного материала.

Идя вверх по восходящей ветви, получаем частные циклы намагничивания, показанные на рис. 3-10, *а*. Вершина гистерезисной петли ($B_м$, $H_м = i_{0\,уд.\,м}$) соответствует заданным максимальным значениям индукции и напряженности поля, которые предшествовали отключению к. з. (Условно принимаем, что указанная вершина петли расположена в первом квадранте графика, т. е. $B_м$ и $H_м$ положительны. Разумеется, принципиально ничего не изменится, если предшествовавшие короткому замыканию индукция и ток окажутся отрицательными.)

Идя вниз по нисходящей ветви петли (рис. 3-10, *б*) до точки ее пересечения с осью ординат ($B = B_r$, $H = 0$), находим соответствующую остаточную индукцию. В дальнейшем при нормальной работе после короткого замыкания ток намагничивания ТТ обычно относительно невелик, ввиду чего магнитопровод размагничивается медленно и не полностью. Остаточная индукция (хотя и уменьшенного значения) может сохраняться в течение длительного времени, измеряемого неделями и месяцами.

Проведенные натурные испытания показали, что остаточные индукции, фактически имеющие место в ТТ в процессе их эксплуатации, составляют в среднем 16 % остаточных индукций $B_{r\,пред}$, соответствующих предельным петлям гистерезиса, если магнитопроводы выполнены из холоднокатаной стали, и 30 % — если

сталь горячекатаная. Значение $B_{r\,пред}$ для ТТ с магнитопроводом из холоднокатаных сталей в расчетах можно принимать равным 1,2 Тл, а для ТТ с магнитопроводами из горячекатаных сталей — равным 1 Тл. Однако при возникновении короткого замыкания либо другого интенсивного процесса вслед за недавно закончившимся процессом значение B_r может быть близким к $B_{r\,пред}$. Это обычно имеет место при наличии в сети устройств АПВ. Расчетное значение остаточной индукции при этом равно $B_{r\,пред}$ или близко к нему.

Перемагничивание магнитопровода трансформатора тока в переходных режимах. Во время переходного процесса ферромагнитный магнитопровод ТТ (замкнутый или разомкнутый) перемагничивается по частным гистерезисным циклам $B = f(H)$ приблизительно в соответствии с известными правилами Маделунга [107].

На рис. 3-10 представлен переходный процесс при совпадении направлений остаточной индукции B_r и индукции B_a в магнитопроводе, создаваемой апериодическим током. Для наглядности отдельно показаны две части процесса, на протяжении которых наибольшие значения B и H постепенно возрастают (рис. 3.10, *а*), а затем уменьшаются (рис. 3-10, *б*).

Как видно из рисунка, на интервале времени от $t = 0$ (когда индукция равна B_r) до $t = 10$ мс (первый максимум B и H) магнитопровод намагничивается по частной восходящей кривой. Затем, когда напряженность H уменьшается, происходит размагничивание по нисходящей частной кривой до первого минимума индукции и напряженности. Далее на протяжении нескольких периодов рабочей частоты чередуются процессы намагничивания и размагничивания по различным восходящим и нисходящим частным кривым, причем максимумы B и H сначала возрастают (рис. 3-10, *а*), а затем начинают снижаться (рис. 3-10, *б*). Наконец после полного затухания переходного процесса наступает установившийся режим работы ТТ.

Сами по себе частные циклы $B = f(H)$ могут быть построены сравнительно легко (в расчетах можно использовать, например, экспериментально полученные частные кривые для стали марок 1511 и 3411 [79]). Однако, определение мгновенных значений удельного тока $i_{0\,уд}$, т. е. напряженности поля H, и анализ переходных процессов при нелинейной характеристике ТТ наталкивается на определенные затруднения в связи с тем, что в каждый момент времени напряженность поля H находится в сложной нелинейной зависимости от индукции B, которая, в свою очередь, зависит от «предыстории» процесса. Кроме того, отношение мгновенных значений токов $i_{0\,уд}$ и $i_{2\,уд}$ (сумма которых равна заданному первичному току $i_{1\,уд}$) зависит от первой производной индукции dB/dt и, следовательно, от нелинейной индуктивности L_0.

Применимость принципа наложения к составляющим первичного переходного тока. Первичный ток (3-1) можно рассматривать как результат действия двух источников тока: периодического и

апериодического. Строго говоря, принцип наложения неприменим к анализу ТТ с замкнутым магнитопроводом из-за нелинейности характеристики последнего. Однако анализ закономерностей перемагничивания стали и переходного процесса в ТТ позволяет с незначительной погрешностью определить результирующую этих составляющих методом наложения. При этом наложение составляющих первичного тока производится в определенной последовательности.

Как было показано выше, в переходном режиме наряду с процессом намагничивания однополярным током, возрастающим до максимума и затем снижающимся до нуля, происходит перемагничивание магнитопровода ТТ по замкнутым частным циклам, обусловленное периодической составляющей тока намагничивания. В соответствии со вторым правилом Маделунга [79] всякий частный цикл замыкается, так что его начало и конец совпадают. Третье правило устанавливает, что после частного цикла продолжение любой кривой за вершину частного цикла совпадает с предшествующей кривой так, как если бы указанный цикл вовсе не был пройден и намагничивание осуществлялось только по этой кривой. Приведенные правила позволяют сделать заключение, что замкнутые частные циклы перемагничивания, определяемые периодической составляющей тока намагничивания, практически не влияют на процесс намагничивания магнитопровода апериодической составляющей.

Как показали результаты опытов [85], отклонения от второго и третьего правил Маделунга весьма малы, особенно в том случае, когда частные циклы не пересекают оси абсцисс кривой намагничивания. Последнее практически всегда выполняется в исследуемых переходных режимах.

Периодическая составляющая первичного тока не только определяет перемагничивание по частным циклам, но и вызывает дополнительную апериодическую составляющую [второй член правой части (3-1)], обусловливая таким образом некоторую зависимость апериодического переходного процесса от периодической составляющей первичного тока. Однако, как показано в [85], результирующая апериодическая составляющая тока намагничивания i_{0a} в применяемых на практике нелинейных трансформаторах тока, в отличие от ТТ с линейной характеристикой, практически не зависит от периодического перемагничивания по частным циклам, вызываемым периодической составляющей в первичном токе. Это позволяет сделать важный вывод о применимости принципа наложения составляющих первичного тока при анализе и расчете ТТ с нелинейной характеристикой намагничивания в следующей последовательности: сначала рассматривается действие апериодической составляющей первичного тока к. з. без учета периодической, а затем действие периодической с учетом магнитного состояния магнитопровода, определяемого апериодической составляющей тока намагничивания в рассматриваемый

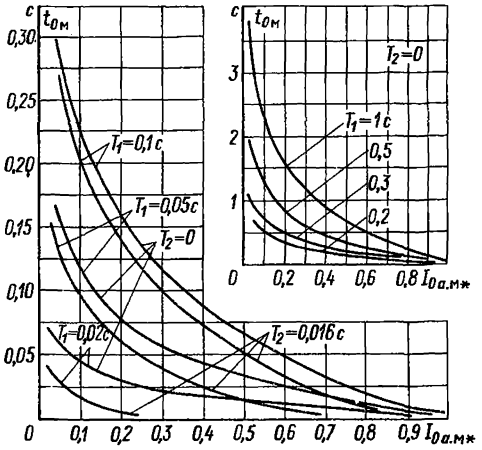


Рис. 3-11. Зависимости $t_{0м} = f(I_{0\,а.м})$ при различных значениях постоянных времени T_1 и T_2

отрезок времени в предположении, что за это время она не изменяется.

Аналитическая зависимость $t_{0м} = f(I_{0\,а.м})$ для трансформатора тока с нелинейной характеристикой. Выражение (3-8), как и другие известные формулы для определения времени достижения максимума апериодической составляющей тока намагничивания, в том или ином виде содержат индуктивность ветви намагничивания L_0, что делает их непригодными для расчета ТТ с нелинейной характеристикой. В [86] анализом дифференциального уравнения (3-4) в предположении, что периодическая составляющая первичного тока отсутствует, получена следующая зависимость:

$$t_{0м} = T_1 \ln \frac{T_2 - T_1}{I_{0\,а.м*}}, \qquad (3\text{-}20)$$

где $I_{0\,а.м*} = I_{0\,а.м}/I_{1\,а.нач}$.

Это соотношение отличается тем, что оно не зависит от индуктивности ветви намагничивания, т. е. справедливо для ТТ с нелинейной характеристикой. Зависимость (3-20) не определяет, при каких условиях работы (нагрузка, первичный ток, остаточная индукция, характер кривой намагничивания) достигается максимальный относительный апериодический ток намагничивания $I_{0\,а.м*}$. В то же время она устанавливает однозначную связь между $t_{0м}$ и $I_{0\,а.м*}$ при любой индуктивности ветви намагничивания (воздушный ТТ, трансформатор с замкнутым магнитопроводом из высококачественной стали, с разомкнутым магнитопроводом) и заданных постоянных T_1 и T_2.

На рис. 3-11 представлена зависимость $t_{0м} = f(I_{0\,а.м*})$ при активной и индуктивной нагрузке. Если первичный ток $i_{1а} = I_{1\,а.нач} e^{-t/T_1}$, то при активной нагрузке

$$I_{0\,а.м*} = i_{1а}(t = t_{0м}),$$

т. е. в момент максимума ток намагничивания равен апериодическому первичному току. Очевидно, что в это же время вторичный апериодический ток проходит через нуль. При активно-индуктивной нагрузке ток $I_{0\,а.м}$ меньше тока $i_{1а}$ в момент $t_{0м}$.

Центрприбор

Если $T_2 > T_1$, то согласно уравнению (3-20) $t_{0м} < 0$, т. е. зависимость $i_{0a} = f(t)$ не имеет максимума. При этом апериодическая составляющая тока намагничивания имеет наибольшее значение уже в момент $t = 0$.

Хотя равенство (3-20) справедливо, когда первичный ток содержит только апериодическую составляющую, в ТТ с существенно нелинейной характеристикой $B = f(H)$ это равенство без заметной погрешности можно применять при наличии периодической составляющей в первичном токе для определения зависимости между $t_{0м}$ и максимумом суммарного апериодического тока намагничивания. Это следует из полученного выше вывода о практической независимости апериодического переходного процесса от периодической составляющей первичного тока. Однако последняя приводит к появлению локальных максимумов полного тока намагничивания. Связь между этими максимумами и временем их достижения можно представить выражением

$$I_{0m*} = \sqrt{1 + \omega^2 T_2^2}\cos(\omega t_{0м} + \delta_1 + \varphi_2) - \frac{T_1 - T_2}{T_1}\left[\exp\left(-\frac{t_{0м}}{T_1}\right)\right]\cos\delta_1,$$

где $\varphi_2 = \operatorname{arctg} \omega T_2$.

Соотношение (3-20) может быть использовано для разработки методик расчета и испытания ТТ, а может служить и непосредственно для приближенной оценки времени достижения максимума погрешности по периодической составляющей. При этом можно считать, что максимальная токовая погрешность по периодической составляющей примерно равна максимальному относительному значению апериодической составляющей тока намагничивания.

3-5. ТОЧНОСТЬ РАБОТЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА С НЕЛИНЕЙНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НАМАГНИЧИВАНИЯ В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

Развитие современных электрических систем характеризуется увеличением постоянной времени T_1 до десятых долей секунды, снижением времени срабатывания реле до 0,02 с и менее и времени отключения аварийных режимов до 0,06 с. Это обусловливает возрастающее влияние переходных процессов на работу трансформаторов тока и релейных устройств в целом. Переходные процессы в первичной цепи и в самих ТТ в общем случае нарушают нормальную трансформацию токов, имеющую место в установившихся режимах. При недостаточном учете влияния переходных процессов возможны замедленные и неправильные срабатывания устройств защиты и системной автоматики.

Поэтому при разработке и практическом применении ТТ должна учитываться необходимость обеспечения определенной

точности их работы не только в установившихся, но и в переходных режимах.

Особенностью всех погрешностей ТТ в переходных режимах является зависимость их от времени. Только при условии, что магнитопровод ТТ имеет практически линейную характеристику намагничивания, а вынужденная составляющая первичного тока остается неизменной на протяжении всего процесса к. з., погрешности трансформации этой составляющей также не изменяются, хотя другие погрешности изменяются во времени.

В зависимости от типа защиты и конкретных условий применения ТТ определяются его максимальные погрешности того или иного вида, возникающие на протяжении переходного процесса или за период рабочей частоты, посредине которого находится расчетный момент времени [97]. В связи с этим для некоторых быстродействующих устройств защиты требуется определять допустимое время, в течение которого погрешности ТТ не превышают некоторых заданных значений.

На основании опыта эксплуатации существующих систем релейной защиты и автоматики и опыта разработки новых систем можно считать, что наиболее полную информацию о виде, месте и кратности тока короткого замыкания дает вынужденная составляющая первичного тока $i_{1\,\text{пер. в}}$. Свободные составляющие несут информацию главным образом о моменте короткого замыкания и о других начальных условиях, которые являются случайными. Для измерительных органов релейной защиты, определяющих вид, место и кратность тока к. з., свободные составляющие являются помехой, а первичный ток переходного режима, содержащий эти составляющие, — искаженным сигналом. В связи с этим во многих быстродействующих системах релейной защиты и автоматики между ТТ и измерительными органами устанавливают специальные устройства для разделения полезного сигнала и помехи (трансреакторы, частотно-избирательные схемы). Эти устройства обеспечивают поступление в измерительные органы только вынужденной составляющей.

Заметим, что для наиболее распространенных систем защиты и автоматики, определяющих вид, место и кратность тока к. з., лучше всего подошли бы ТТ, которые трансформировали бы без искажений вынужденные периодические составляющие тока, совсем не пропускали бы свободных составляющих, возникающих в первичной цепи, и сами не создавали бы дополнительных свободных составляющих во вторичной цепи.

Из вышеизложенного вытекает, что при проектировании ТТ в большинстве случаев достаточно обеспечивать не выше допустимых погрешности трансформации вынужденной периодической составляющей первичного тока. Эти погрешности целесообразно оценивать аналогично погрешностям установившегося режима, а именно определять для заданного момента времени $t_р$:

токовую погрешность (в процентах)

$$f_i(t_р) = \frac{n_н I_{2\text{ пер. в}}(t_р) - I_{1\text{ пер. в}}(t_р)}{I_{1\text{ пер. в}}(t_р)} \cdot 100, \qquad (3\text{-}21)$$

полную погрешность (в процентах)

$$\varepsilon(t_р) = \frac{100}{I_{1\text{ пер. в}}(t_р)} \sqrt{\frac{1}{T}\int_{t}^{t+T(t_р)} (n_н i_{2\text{ пер. в}} - i_{1\text{ пер. в}})^2\, dt} \qquad (3\text{-}22)$$

и угловую погрешность, равную фазовому сдвигу между первыми гармониками токов $i_{1\text{ пер. в}}$ и $i_{2\text{ пер. в}}$,

$$\delta(t_р) = \angle [I_{1\text{ пер. в (1)}}(t_р); \quad I_{2\text{ пер. в (1)}}(t_р)]. \qquad (3\text{-}23)$$

В формулах (3-21)—(3-23) $n_н$ — номинальный коэффициент трансформации ТТ; $I_{1\text{ пер. в}}(t_р)$, $I_{2\text{ пер. в}}(t_р)$ — комплексные первичный и вторичный токи на протяжении периода рабочей частоты T с моментом $t_р$ посредине.

Вместе с тем в некоторых системах защиты и автоматики приходится использовать непосредственно свободные составляющие первичного тока. Например, в схемах дифференциальных защит для их торможения с целью отстройки от токов небаланса используются начальные свободные апериодические либо высшие гармонические составляющие первичного тока. При этом возникает необходимость определять погрешности трансформации с в о б о д н ы х с о с т а в л я ю щ и х первичного тока. Заметим, что для этих погрешностей обычно допускаются бóльшие значения, чем для погрешностей трансформации вынужденной составляющей.

Трансформация свободных апериодических составляющих первичного тока характеризуется максимальным относительным значением апериодической составляющей тока намагничивания

$$I_{0\text{ а. м}*} = I_{0\text{ а. м}}/I_{1\text{ а. нач}}. \qquad (3\text{-}24)$$

Свободные периодические составляющие первичного тока в ТТ описываются а м п л и т у д н о - ч а с т о т н о й и ф а з о - ч а с т о т н о й х а р а к т е р и с т и к а м и ТТ, которые могут быть получены экспериментально.

В некоторых, относительно редких случаях, когда представляет интерес не вид, место и кратность тока короткого замыкания, а характер изменения самого первичного тока, необходимо контролировать погрешности трансформации полного тока. К таким случаям можно отнести осциллографирование мгновенных значений полного первичного тока с исследовательскими целями, а также работу системы автоматического управления синхронизированным выключателем. В этой системе необходимо контролировать переход полного тока через нулевое значение [99]. Для таких устройств был бы идеальным ТТ, трансформирующий с небольшой погрешностью полный первичный ток.

Цэнтрбел

Трансформацию полного тока следует оценивать отношением токов:

$$I_{0м*} = I_{0м}/I_{1\ пер.\ в\ т}, \qquad (3\text{-}25)$$

а также угловой погрешностью перехода через нуль либо другой заданный уровень тока.

В тех условиях, когда ТТ трансформирует свободные составляющие тока, а устройства, ограничивающие их влияние, в системах защиты не предусматриваются, может потребоваться оценка точности работы ТТ путем сравнения полного вторичного тока с вынужденной составляющей первичного тока. Для такой оценки следует определять погрешности трансформации вынужденной составляющей первичного тока с учетом возникающих при этом свободных составляющих вторичного тока.

Наконец, следует иметь в виду, что после отключения короткого замыкания во вторичной цепи ТТ может возникать свой переходный процесс. В некоторых случаях этот процесс целесообразно контролировать также с помощью так называемых характеристик отключения ТТ, представляющих собой зависимость свободного вторичного тока от времени, прошедшего после отключения к. з. Такие характеристики можно рассматривать также как особую разновидность погрешностей ТТ.

Если при выборе уставки релейной защиты учесть погрешность ТТ, например токовую f_i', в установившемся режиме, то поведение устройств защиты в переходном режиме, которому соответствует погрешность трансформации периодической составляющей f_i'', будет зависеть от разности

$$\Delta f = f_i' - f_i'', \qquad (3\text{-}26)$$

т. е. от нестабильности данной погрешности.

Аналогично на поведение устройств защиты может влиять нестабильность полной и угловой погрешностей. Очевидно, что при полной стабильности погрешностей ТТ и соответствующем выборе уставок эти погрешности не влияли бы на поведение защиты, реагирующей на периодическую составляющую тока. В связи с этим к величинам, характеризующим работу ТТ, наряду с погрешностями в неблагоприятных расчетных режимах следует отнести также величины, характеризующие нестабильность погрешностей, например упомянутую величину Δf при изменении вынужденной составляющей тока в определенных заданных пределах [81]. Кроме перечисленных, для характеристики работы ТТ в переходных режимах могут применяться и другие величины и зависимости, выбранные с учетом изложенных соображений.

Из приведенного обзора видно, что работа ТТ в различных схемах релейной защиты и автоматики в переходных режимах может характеризоваться большим числом погрешностей различных видов.

В отличие от установившихся режимов работы, в настоящее время еще отсутствует общепринятая регламентированная система видов погрешностей, необходимых для оценки точности работы ТТ в переходных режимах. Не нормированы и численные значения этих погрешностей. Следует иметь в виду, что обеспечить необходимую точность работы ТТ в переходных режимах значительно труднее, чем в установившихся.

Обычно при проектировании ТТ какого-либо типа затруднительно удовлетворять требованиям ограничения всех видов погрешностей. Например, когда снижается до допустимой погрешность трансформации вынужденной периодической составляющей тока, может оказаться очень большой погрешность трансформации полного тока. В некоторых видах защиты, например дистанционной, этой большой погрешностью можно пренебречь и учитывать только погрешность трансформации вынужденной составляющей.

Когда по условиям эксплуатации требуется учет фактически возможных погрешностей ТТ, не предусмотренных в информационных материалах завода-изготовителя, эти погрешности определяются существующими методами расчета или экспериментальным путем.

Основными, наиболее часто учитываемыми видами погрешностей ТТ в переходных режимах являются максимальные значения токовой, полной (в процентах) и угловой (в градусах) погрешностей трансформации вынужденной составляющей, получаемые в соответствии с формулами (3-21)—(3-23):

$$f_{\text{м}} = \frac{n_{\text{н}} I_{2\text{ пер. в}}(t_{\text{м}}) - I_{1\text{ пер. в}}(t_{\text{м}})}{I_{1\text{ пер. в}}(t_{\text{м}})} \cdot 100; \qquad (3\text{-}27)$$

$$\varepsilon_{\text{м}} = \frac{100}{I_{1\text{ пер. в}}(t_{\text{м}})} \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t}^{t+T(t_{\text{м}})} (n_{\text{н}} i_{2\text{ пер. в}} - i_{1\text{ пер. в}})^2 \, dt}; \qquad (3\text{-}28)$$

$$\delta_{\text{м}} = \angle [I_{1\text{ пер. в (1)}}(t_{\text{м}}); \quad I_{2\text{ пер. в (1)}}(t_{\text{м}})], \qquad (3\text{-}29)$$

где $t_{\text{м}}$ — время достижения максимальных погрешностей, с.

Одну из этих погрешностей следовало бы регламентировать для всех ТТ, используемых в переходных режимах. В настоящее время часто принимают допустимую полную погрешность для таких ТТ $\varepsilon_{\text{м}}$ равной 10 %. Значения $\varepsilon_{\text{м}}$ не выше указанных требуется обеспечивать при проектировании ТТ, учитывая заданные первичный ток, постоянную времени T_1, а также параметры нагрузки ТТ.

По соображениям, изложенным ниже, указанные допустимые значения полной погрешности не должны относиться к ТТ с нелинейными характеристиками намагничивания в переходных режимах при апериодических составляющих в первичном токе. При проектировании таких ТТ можно ограничиться обеспече-

ЦентрМаг

нием определенной точности трансформации только установившихся периодических токов короткого замыкания.

Погрешности трансформации полного тока, а также свободных составляющих целесообразно определять лишь для ТТ, специально разрабатываемых для трансформации этих токов. Допустимые значения этих погрешностей выбираются в зависимости от конкретных условий применения ТТ.

Для расчета погрешностей нелинейных трансформаторов тока при переходных процессах в первичной цепи был предложен ряд более или менее точных методов определения тока намагничивания ТТ, поскольку погрешности ТТ определяются этим током. В [5] был изложен метод расчета тока намагничивания по последовательным интервалам с учетом частных циклов перемагничивания стали магнитопровода ТТ. Этот метод получил дальнейшее развитие в [79], где была дана уточненная методика расчета по последовательным интервалам с использованием правил Маделунга для графического построения частных циклов и наиболее точного учета нелинейности свойств стали магнитопровода. Есть основания считать этот метод расчета наиболее точным из числа известных.

В дальнейшем в нашей стране и за рубежом были предложены упрощенные методы расчета и переходных процессов в ТТ, основанные на разных способах аппроксимации основной кривой намагничивания стали (методы спрямленной и прямоугольной кривых намагничивания и др. [42]), на использовании особенностей физического процесса в магнитопроводе ТТ (методы упорядоченного наложения и обобщенных характеристик [79, 91, 93, 97]). Большое внимание в последние годы уделяется применению ЭВМ для расчета переходных процессов в ТТ. Важно отметить, что независимо от метода расчета является установленным тот факт, что погрешности в переходных режимах ТТ с замкнутым магнитопроводом, специально не предназначенных для работы в этих режимах, достигают недопустимых значений, что приводит в некоторых случаях к отказам релейной защиты, замедлению действия или ложным срабатываниям.

Особенно неблагоприятное положение возникает при относительно большой постоянной времени затухания апериодической составляющей тока к. з. ($T_1 > 0{,}1$ с) и наличии остаточной индукции в магнитопроводах ТТ. При этих условиях, например, токовая погрешность ТТ может достигать 80—90°. Целесообразность применения в таких условиях обычных ТТ с замкнутым магнитопроводом является вообще сомнительной.

В связи с отмеченным подробное рассмотрение упомянутых методов расчета теряет актуальность. В тех случаях, когда требуется рассчитать погрешности ТТ с замкнутым магнитопроводом в переходных режимах с учетом значительной постоянной времени ТТ и других неблагоприятных условий, могут быть использованы соответствующие литературные источники. Пониманию

общих закономерностей работы ТТ в переходных режимах будут помогать сведения, изложенные выше в данной главе.

Поэтому в настоящей книге в отличие от ее предыдущего издания [97] упомянутые методы расчета не рассматриваются. Вместе с тем далее излагаются методы линеаризации характеристик ТТ в переходных режимах при упомянутых неблагоприятных условиях.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТОКОВ ПЕРВИЧНОЙ ЦЕПИ В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

4-1. ПРИНЦИПЫ ВЫПОЛНЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА С УЧЕТОМ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ

Обзор принципов выполнения ТТ. Как уже отмечалось в § 3-5, трансформаторы тока с замкнутым ферромагнитным магнитопроводом, предназначенные для работы в установившихся режимах, в первые периоды тока к. з. при наличии в первичном токе апериодической составляющей могут иметь весьма большую погрешность. Применение этих трансформаторов в системах быстродействующей защиты иногда приводит к недопустимому снижению технического уровня этих систем. Это привело к необходимости разработки новых ТТ, обеспечивающих допустимые для релейной защиты погрешности как в установившихся, так и в переходных режимах; областью применения таких ТТ должны считаться устройства релейной защиты, для которых по принципу их действия требуется достаточно точная трансформация периодической составляющей первичного тока (с погрешностью, не большей 10 %) при постоянной времени первичной цепи $T_1 \geqslant 0{,}05$ с. Решение этой задачи возможно на основе использования новых методов. В гл. 9 описаны оптоэлектронные ТТ, имеющие перспективу применения в ряде случаев вместо электромагнитных ТТ. Определенный интерес представляют также предложения об использовании радио- и лазерной техники, высоковольтных конденсаторов для связи токоизмерительных устройств с потенциалом Земли и некоторые другие (см. гл. 10). Однако применение ТТ, основанных на новых принципах, сдерживается трудностью выполнения требований, предъявляемых к ним в отношении точности, надежности и выходной мощности.

Задача создания новых ТТ успешно решается и на основе электромагнитного принципа. Можно предполагать, что и после промышленного освоения ТТ, использующих другие принципы,

электромагнитные ТТ, предназначенные для работы в переходных режимах, будут иметь свои предпочтительные области применения, определяемые некоторыми их качествами (простотой, высокой надежностью, большой отдаваемой мощностью).

Методы улучшения работы электромагнитных ТТ в переходных режимах можно несколько условно разделить на четыре группы, в основу которых положены следующие способы ограничения погрешностей: 1) создание путей для апериодической составляющей первичного тока помимо ветви намагничивания ТТ; 2) увеличение магнитной проницаемости магнитопровода в режиме насыщения; 3) устранение или снижение остаточной индукции в магнитопроводе; 4) ограничение максимальной рабочей индукции в магнитопроводе ТТ и уменьшение магнитной проницаемости.

Методы первой группы могут быть реализованы с помощью внешних по отношению к ТТ устройств (предвключенных либо послевключенных), например индуктивностей, воздушных ТТ [36], активно-реактивных фильтров. Все эти устройства содержат элемент с небольшим сопротивлением для апериодической составляющей первичного тока, шунтирующий ветвь намагничивания ТТ. Достоинством внешних устройств является возможность их использования с существующими трансформаторами без изменения конструкции последних. Однако эти меры только частично снижают влияние апериодической составляющей, не устраняют влияния остаточной индукции и добавляют еще одну ступень в преобразовании тока, усложняющую конструкцию ТТ. Предвключенные устройства, которые являются более эффективными из относящихся к первой группе, затрудняют, кроме того, достижение необходимой для измерительных целей точности. Указанные недостатки в еще большей степени присущи послевключенным устройствам. Поэтому методы данной группы не позволяют создать рациональную конструкцию новых ТТ с высокими техническими показателями. Вместе с тем применение внешних устройств с уже эксплуатируемыми ТТ может быть приемлемым.

Методы второй группы вытекают из неизбежности насыщения замкнутого ферромагнитного магнитопровода ТТ в переходных режимах. В связи с этим предлагалось [33] применять для магнитопроводов ТТ горячекатаную либо другую сталь (кривая *2* на рис. 4-1) с большей, чем у холоднокатаной (кривая *1*), магнитной проницаемостью в режиме насыщения. В магнитопроводах из такой стали остаточная индукция тоже меньше.

Применение стали 1211 вместо 3411, например по данным [33], позволяет снизить погрешности ТТ при прочих равных условиях на несколько процентов. Этот способ снижения погрешности прост и экономичен, однако малоэффективен. Более эффективным, но и более сложным способом является создание специальной стали [112], например характеризующейся кривой *3* на рис. 4-1. Од-

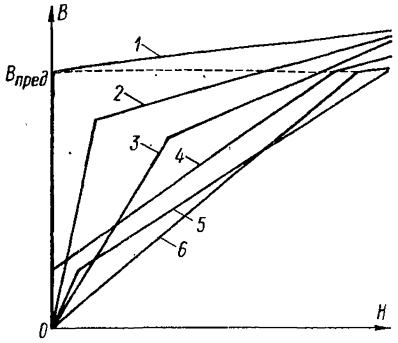


Рис. 4-1. Упрощенные кривые намагничивания тороидальных магнитопроводов различного выполнения

1 — из холоднокатаной стали; *2* — из горячекатаной стали; *3* — из специальной стали; *4* — магнитопровод с частичным зазором; *5* — магнитопровод с переменным зазором; *6* — магнитопровод со сплошным зазором

нако и в этом случае снизить погрешности в достаточной мере не представляется возможным без значительного увеличения сечения магнитопровода ТТ. Существенным недостатком обоих способов является зависимость погрешности (от нуля до десятков процентов) от первичного тока и нагрузки, что может существенно затруднить создание совершенных защит.

В основе третьей группы методов лежит необходимость в устранении влияния остаточной индукции, которая иногда является основной причиной нестабильности трансформации тока в переходных режимах. Для практического устранения остаточной индукции достаточно применить небольшой зазор в магнитопроводе, а также кратковременное интенсивное управляемое размагничивание. Использование методов, устраняющих влияние только остаточной индукции, целесообразно в сетях, где апериодическую составляющую можно не учитывать. В то же время некоторые из методов, эффективно снижающих влияние апериодической составляющей тока, например увеличенный зазор, практически полностью устраняют и влияние остаточной индукции.

В основу метода четвертой группы положено создание таких условий, при которых максимальная индукция в магнитопроводе с пониженной магнитной проницаемостью, например в магнитопроводе с увеличенным зазором, ограничивается индукцией $B_{пред}$, меньшей, чем индукция насыщения. Поскольку эти методы позволяют получить рациональную конструкцию ТТ с высокими техническими характеристиками, они рассматриваются нами более подробно.

Снижение погрешностей ТТ ограничением рабочей индукции при пониженной магнитной проницаемости магнитопровода. Если ТТ имеет линейную характеристику намагничивания, то в переходном режиме максимальная суммарная индукция больше ее переменной составляющей в m раз, где

$$m = 1 + B_{а.м}/B_m, \qquad (4\text{-}1)$$

B_m, $B_{а.м}$ — амплитуда периодической и максимальное значение апериодической составляющей индукции.

Если в установившемся режиме индукция при предельной для ТТ кратности тока короткого замыкания равна $B_{пред}$ (рис. 4-1), то в переходном ее можно ограничить этим уровнем, снизив

сопротивление ветви вторичного тока z_2 примерно в m раз либо увеличив во столько же раз поперечное сечение магнитопровода. А можно уменьшить первую и увеличить вторую величину так, чтобы произведение кратностей их изменения было равно m. Снижение z_2 принципиально ограничено сопротивлением вторичной обмотки ТТ. Обычно даже при ее закорачивании z_2 снижается лишь в несколько раз, поскольку в ветви вторичного тока остаются включенными сопротивления $r_{2\,\text{обм}}$ и $x_{2\,\text{обм}}$, тогда как кратность увеличения индукции m в существующих ТТ достигает нескольких десятков. Увеличение поперечного сечения магнитопровода новых ТТ по сравнению с существующими без значительного усложнения технологии выполнения междуобмоточной изоляции и увеличения размеров фарфоровой изоляции практически возможно только в 3—4 раза.

Если индукция в магнитопроводе с идеализированной кривой намагничивания *1* (рис. 4-1) не превышает $B_{\text{пред}}$, ТТ имеет линейную характеристику. Используя выражение (3-5) для тока намагничивания такого ТТ, полученное при первичном токе (3-1), можно представить кратность m в следующем виде [87]:

$$m = 1 + \frac{I_{0\,\text{а.м}}}{I_{0m}} = \frac{T_1 - T_2}{T_1}\sqrt{\frac{1+(\omega T')^2}{1+(\omega T_2)^2}} \times$$

$$\times \left[\frac{T_1}{T'} + \frac{T_1(1+\omega^2 T_2 T')(T'-T_1)}{T'(1+\omega^2 T'^2)(T_1-T_2)}\right]^{\frac{T'}{T'-T_1}} + 1.$$

На рис. 4-2 представлены зависимости $m = f(T')$ и полной погрешности $\varepsilon = f(T')$ без отмотки витков. У существующих ТТ при работе в ненасыщенной части кривой намагничивания обычно $T' > 1$ с. В соответствии с кривыми рис. 4-2 при значениях $T_1 = 0{,}3$ с и $T_2 = 0{,}0024$ с, которые могут приниматься в качестве расчетных, кратность $m > 45$, а погрешность ε меньше 1 %. Если T' снизить до 0,03 с, то $\varepsilon = 13$ %, а $m \approx 8$; если $T' = 0{,}015$ с, то $\varepsilon = 28$ %, а $m \approx 4$. Полученные значения кратности m уже достаточно малы для того, чтобы с помощью некоторого снижения нагрузки и увеличения сечения магнитопровода обеспечить суммарную индукцию в нем, не превышающую $B_{\text{пред}}$.

Как следует из (3-3), T' и, следовательно, m можно снизить, уменьшив индуктивность ветви намагничивания L_0. Последнее можно обеспечить шунтированием ее другой индуктивностью, например внешней по отношению к ТТ, как это предусматривается в упоминавшихся выше методах первой группы. Однако индуктивность L_0 шунтируется не непосредственно, а вместе с полным сопротивлением первичной обмотки, что снижает эффективность этого шунтирования. Наиболее эффективно индуктивность ветви намагничивания снижается при введении зазоров в магнитопровод. В схеме замещения, как будет показано ниже, это равнозначно включению дополнительной индуктивности параллельно индуктивности ветви намагничивания исходного ТТ со сплошным маг-

нитопроводом. При этом, очевидно, снижается и результирующая магнитная проницаемость магнитопровода.

Трансформатор с зазорами занимает промежуточное положение между обычным ТТ с замкнутым стальным магнитопроводом и трансформатором без стали. По сравнению с последним ТТ с зазорами позволяет получить значительно бо́льшую мощность. Однако при заданной погрешности она меньше, чем у ТТ с замкнутым стальным магнитопроводом, а при заданной мощности погрешности будут больше. В отличие от упомянутых выше методов первой группы использование магнитопровода с зазорами не добавляет ступени преобразования тока, остаточная индукция устраняется практически полностью и при соответствующем выборе зазора и сечения обеспечивается независимость погрешностей ТТ от первичного тока. При небольшом усложнении схемы и конструкции погрешности такого ТТ можно сделать незначительными и практически независимыми от нагрузки.

Разумеется, трансформаторы тока с зазорами в магнитопроводах могут работать и в нормальных режимах. Однако, если не принимается специальных мер для ограничения погрешностей ТТ, точность их работы в этих режимах будет ниже, чем у ТТ с замкнутым стальным магнитопроводом. В простейшем случае при сплошных зазорах в магнитопроводе погрешности ТТ возрастают с увеличением тока намагничивания. Вместе с тем, если кривая намагничивания ТТ практически линейна, то его токовая и угловая погрешности постоянны, ввиду чего они могут быть учтены при выборе уставок устройств релейной защиты и автоматики. Для подключения же измерительных приборов, для которых требуется более высокая точность преобразования тока, такие ТТ с зазорами обычно не предназначаются.

ТТ с зазором в Советском Союзе были впервые предложены И. Д. Кутявиным [56, 57]. В дальнейшем теория и методы расчета этих трансформаторов были развиты в работах [72, 79, 80, 81, 87].

Выполнение ТТ с зазорами. Если ТТ предназначается для работы в переходных режимах, необходимо прежде всего принять меры к устранению влияния остаточной индукции. Это позволяет удовлетворить требования в отношении погрешностей при существенно уменьшенном сечении магнитопровода по сравнению с замкнутым магнитопроводом. Однако оптимальный зазор при обычно задаваемой погрешности ТТ отличается от необходимого для устранения остаточной индукции [87].

Для выбора выполнения ТТ с зазором воспользуемся кривыми рис. 4-2. Как уже указывалось, при $\varepsilon_{доп} = 13\ \%$ минимальная кратность увеличения сечения $m \approx 8$. Это достигается при определенном зазоре в магнитопроводе $(l_з/l_{ст})_{\varepsilon_{доп}}$, обеспечивающем необходимое значение T'. Таким образом, при увеличении сечения магнитопровода с идеализированной кривой *1* (см. рис. 4-1),

выбранного из условий установившегося режима, в m раз и выполнении зазора $(l_в/l_{ст})_{\varepsilon_{доп}}$ погрешность ТТ не превысит заданной величины $\varepsilon_{доп}$, а индукция — значения $B_{пред}$. Рабочий участок кривой намагничивания такого ТТ представляет собой прямую *6* на рис. 4-1.

В действительности кривая намагничивания магнитопровода реального ТТ со сплошным зазором в ненасыщенной части не является идеальной прямой, что приводит к некоторому приращению погрешности $\varepsilon_{доп\ min}$, определенной в установившемся

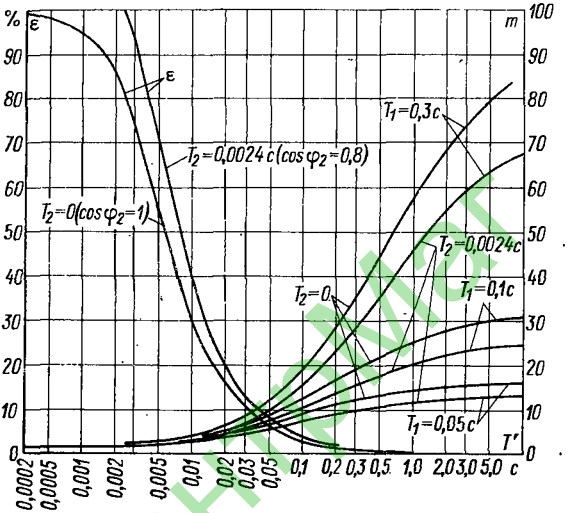


Рис. 4-2. Зависимость кратности увеличения индукции m в переходном режиме и погрешности ε от постоянной времени T' при различных значениях T_1 и T_2

режиме, на величину $\Delta\varepsilon_{доп}$ при предельной кратности тока и наличии максимальной апериодической составляющей в токе намагничивания. Суммарная погрешность при этом должна быть равной $\varepsilon_{доп}$.

Расчеты с использованием кривых двойного намагничивания, а также подробные экспериментальные исследования показали [72, 87], что при заданном $\varepsilon_{доп}$ сечение магнитопровода из электротехнической стали со сплошным зазором при прочих равных условиях тем меньше, чем меньше допускается отклонение $\Delta\varepsilon_{доп}$ (исследования проведены при $l_в/l_{ст} \geqslant 0{,}02$ и $\Delta\varepsilon_{доп}/\varepsilon_{доп} \geqslant 0{,}02$). При этих малых значениях $\Delta\varepsilon_{доп}$ магнитопровод имеет практически линейную кривую намагничивания. В дальнейшем ТТ будем именовать линейным, если отклонение его погрешностей от минимальных во всех режимах, для работы в которых он предназначен, на порядок меньше соответствующих минимальных погрешностей, и нелинейным — если отклонение погрешностей от минимальных одного порядка с минимальными погрешностями либо значительно

их превосходит. Преимуществом линейного ТТ является не только минимальное сечение магнитопровода, но и независимость погрешностей от первичного тока, отсутствие влияния остаточной индукции, простота анализа и расчета.

Наряду с трансформаторами тока, магнитопроводы которых выполняются с одним или несколькими сплошными зазорами, находят применение также ТТ с частичным зазором [31, 87]. Трансформатор тока с частичным зазором, идеализированная кривая намагничивания которого представлена кривой *4* на рис. 4-1, в установившемся режиме короткого замыкания с кратностью тока к. з. $K_{уст}$ имеет незначительную погрешность $\varepsilon_{уст}$, обусловленную неразрезанной частью магнитопровода. В переходном режиме эта часть магнитопровода насыщается, а допустимую погрешность $\varepsilon_{доп}$ при предельной кратности обеспечивает часть магнитопровода с зазором. К преимуществам ТТ с частичным зазором относится возможность подключения к ним наряду с устройствами релейной защиты и автоматики также и измерительных приборов, для которых требуется повышенная точность трансформации тока в нормальном режиме. Некоторым недостатком ТТ этого типа является искажение кривой периодической составляющей вторичного тока в переходных режимах. Поскольку обычно в установившихся режимах магнитная проницаемость части магнитопровода, имеющей зазор, будет примерно на один-два порядка меньше, чем в сплошной части, в наиболее тяжелых переходных режимах, наоборот, сечение каждой части магнитопровода с некоторым запасом можно выбирать независимо, пренебрегая проницаемостью другой части. Выбор зазора разрезанной части и расчет переходных режимов работы ТТ при этом производится так же, как для ТТ со сплошным зазором. Минимальное сечение получается при таком сплошном зазоре, который обеспечивает линейность характеристик во всех режимах. В целом сечение магнитопровода одноэлементного ТТ с частичным зазором ненамного превышает сечение линейного ТТ. Приближенные соотношения можно определить следующим образом. Сечение разрезанной части будет примерно в m раз больше сечения ТТ без зазоров, выбранного из условий установившегося режима. Сечение неразрезанной части приближенно следует считать пропорциональным кратности тока к. з. $K_{уст}$, которая может задаваться меньшей, чем максимальная $K_{доп}$. Тогда отношение площади сечения магнитопровода ТТ с частичным зазором $S_{ч.\,з}$ (с погрешностями $\varepsilon_{уст}$ и $\varepsilon_{доп}$ при кратностях тока к. з. соответственно $K_{уст}$ и $K_{доп}$) к площади сечения линейного ТТ $S_{спл.\,з}$ (с погрешностью $\varepsilon_{доп}$ при кратности $K_{уст}$) и к площади сечения, выбранного из условий установившегося режима $S_{уст}$ (с погрешностью $\varepsilon_{уст}$ при той же кратности тока $K_{доп}$, что и в переходном), приближенно будет соответственно:

$$S_{ч.\,з}/S_{спл.\,з} = 1 + K_{уст}/(mK_{доп}) \quad \text{и} \quad S_{ч.\,з}/S_{уст} = m + K_{уст}/K_{доп}.$$

При $K_{уст} = K_{доп}$

$$S_{ч.з}/S_{уст} = m + 1; \qquad S_{ч.з}/S_{спл.з} = 1 + 1/m.$$

Если, например, $\varepsilon_{доп} = 25\ \%$ и $K_{уст} = K_{доп}$, то $S_{ч.з}/S_{уст} \approx \approx 5$, а $S_{ч.з}/S_{спл.з} \approx 1{,}25$.

В каскадном ТТ указанные отношения получаются бо́льшими. Это обусловлено тем, что неразрезанная часть магнитопровода верхней ступени, которая должна обеспечить класс точности примерно 0,2 (при вторичной обмотке для измерений класса 0,5), нагружена не только измерительным ТТ нижней ступени, но и всеми релейными ТТ. Это значительно затрудняет создание ТТ с частичным зазором, поскольку сечение магнитопровода линейного ТТ иной раз уже получается предельным допустимым по технологическим условиям. Сечение магнитопровода верхней ступени можно уменьшить, если часть магнитопровода, предназначенную для измерений, выполнить с небольшим зазором и скомпенсировать погрешность способом, указанным ниже. Такой магнитопровод в дальнейшем будем именовать магнитопроводом с переменным зазором (кривая *5* на рис. 4-1).

Что касается релейных магнитопроводов нижней ступени двухступенчатого каскадного ТТ, то их целесообразно выполнять с небольшим сплошным зазором, обеспечивающим линейность характеристик. Он выбирается бо́льшим из двух зазоров, определенных по условиям: 1) ограничения индукции уровнем $B_{пред}$; 2) практического устранения влияния остаточной индукции. При использовании холоднокатаных сталей высокого качества зазор можно выбрать из второго условия, имея в виду отношение $l_з/l_{ст} = 0{,}001 \div 0{,}0015$. При этом обеспечивается погрешность элементов нижней ступени для защиты, примерно равная 1—2 %.

В линейных трансформаторах, а также в ТТ с частичным зазором при приемлемых сечениях магнитопроводов максимальные погрешности все же значительны, причем зависят они от нагрузки. В связи с этим представляет интерес к о м п е н с и р о в а н н ы й ТТ [82, 87, 89, 95, 96], на вторичные зажимы верхней ступени которого включено устройство, компенсирующее погрешности трансформации составляющей тока основной частоты. Основным, а иногда и единственным элементом этих устройств является конденсатор. Его емкость выбирается таким образом, чтобы не только скомпенсировать погрешности при одном значении нагрузки, но и обеспечить их малую зависимость от изменения нагрузки. В простейшем случае одноступенчатого линейного ТТ эти условия обеспечиваются емкостью, определяемой равенством

$$C = \frac{1}{\omega\,(x_0 + x_{2\,обм})}, \qquad (4\text{-}2)$$

где x_0 и $x_{2\,обм}$ — сопротивления ветви намагничивания и рассеяния вторичной обмотки. Как показали анализ и эксперименты, при выборе емкости из этого условия максимальная полная погрешность может быть снижена с 10—20 до 2—3 %. Изменение нагрузки от номинальной до нуля приводит в этом случае к снижению погрешностей не более чем на 1—2 %.

В каскадных ТТ компенсирующая емкость настолько стабилизирует погрешность, что появляется возможность обеспечить заданную точность измерительного выхода при выполнении трансформатора тока верхней ступени линейным. Условия компенсации погрешностей каскадного ТТ отличаются от приведенных выше для одноступенчатого [89, 95]. При этом выбор компенсирующих устройств зависит от технических требований к ТТ.

Методика выбора компенсирующей емкости изложена в § 4-4.

4-2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА С НЕМАГНИТНЫМИ ЗАЗОРАМИ В МАГНИТОПРОВОДЕ

Трансформаторы тока со сплошными зазорами. Практически магнитопровод ТТ может иметь один или несколько зазоров (рис. 4-3). Будем считать, что поперечное сечение магнитопровода $S_м$ не изменяется вдоль его средней магнитной линии, а длина геометрического зазора одинакова во всех точках его сечения. Расчетная суммарная длина всех зазоров магнитопровода * $l_з$ отличается от геометрической из-за выпучивания магнитных линий у краев зазоров. В качестве $l_з$ принимается такая длина средней магнитной линии в зазорах, которая была бы при заданной магнитной проводимости зазоров без выпучивания линий (о соотношении между расчетным и геометрическими зазорами см. § 4-4). Очевидно, что при этом условии поперечное сечение

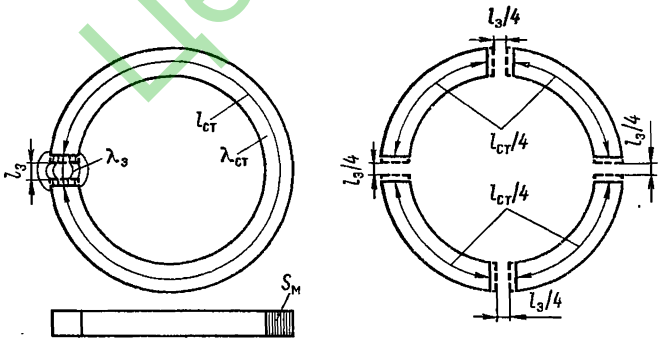


Рис. 4-3. Магнитопроводы с одним и с четырьмя сплошными зазорами
$λ_з$ и $λ_ст$ — магнитная проницаемость зазора и стали

* В дальнейшем будем рассматривать ТТ с зазором расчетной длины $l_з$, имея в виду, что в действительности магнитопровод может иметь несколько зазоров, расчетная сумма которых равна $l_з$.

магнитного потока в каждом зазоре равно поперечному сечению стального магнитопровода $S_м$, а индукция в стали $B_{ст}$ и в зазорах $B_з$ одинакова: $B_{ст} = B_з = B$.

Обозначим суммарную длину средней магнитной линии в стали магнитопровода $l_{ст}$, напряженность поля в стали $H_{ст}$ и в зазорах $H_з$. При любом режиме работы ТТ приведенный к одному витку ток намагничивания

$$i_0 = H_{ст} l_{ст} + H_з l_з. \tag{4-3}$$

Напряженность поля в стали связана с индукцией определенной зависимостью $H_{ст} = f(B)$, устанавливаемой по частным кривым намагничивания, а напряженность поля в зазоре находится по формуле $H_з = B/\mu_0$, где μ_0 — магнитная проницаемость воздуха. Если $S_м$ и $l_з$ выражать соответственно в квадратных метрах и в метрах, индукцию в теслах, а напряженность поля в амперах на метр, то проницаемость $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

Следовательно,

$$i_{0\,уд} = i_0/l_{ст} = f(B) + BN_р = F(B),$$

где

$$N_р = \frac{l_з}{\mu_0 l_{ст}} = \frac{l_з \cdot 10^{-7}}{4\pi l_{ст}} \tag{4-4}$$

— так называемый коэффициент размагничивания магнитопровода.

Зависимость удельного тока намагничивания от индукции $i_{0\,уд} = F(B)$ представляет собой кривую намагничивания магнитопровода с зазорами. Эта зависимость может быть найдена графически, как показано на рис. 4-4, путем суммирования абсцисс кривой $H_{ст.з} = f(B)$ и прямой $H_з l_з/l_{ст} = BN_р$. На рисунке построены зависимости $i_{0\,уд} = F(B)$ для намагничивания и размагничивания магнитопровода, когда частные кривые представляют собой восходящую и нисходящую ветви гистерезисной петли.

Расчет переходного процесса и остаточной индукции в ТТ с зазорами. Расчет принципиально можно выполнить, например, методом последовательных интервалов, пользуясь кривой $i_{0\,уд} = F(B)$ на рис. 4-4, или непосредственно по кривым намагничивания стали $H_{ст.з} = f(B)$. В последнем случае в расчете на каждом интервале учитывается эквивалентная абсолютная дифференциальная магнитная проницаемость [79]

$$\mu_{dэ} = \frac{dB}{di_{0\,уд}} = \frac{1}{N_р + 1/\mu_d}, \tag{4-5}$$

где μ_d — абсолютная дифференциальная магнитная проницаемость, определяемая по кривой $H_{ст.з} = f(B)$. При достаточно больших зазорах, когда $N_р \gg 1/\mu_d$, в выражение (4-5) подста-

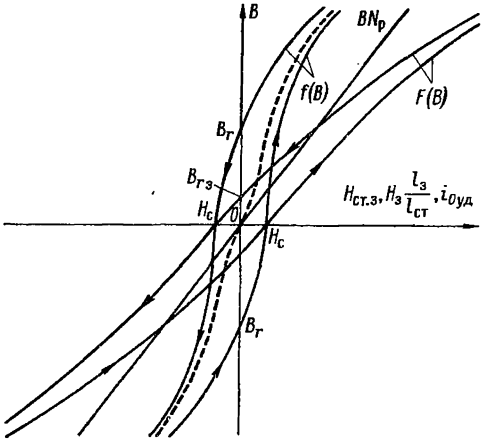


Рис. 4-4. Кривые намагничивания замкнутого и разомкнутого магнитопроводов

вляется некоторое среднее значение μ_d либо эквивалентная проницаемость считается равной

$$\mu_{dэ} \approx 1/N_p = \text{const}. \qquad (4\text{-}6)$$

В этих случаях при расчетах используют соотношения для ТТ с линейной характеристикой, приведенные в гл. 3 (см. § 3-3 и 3-4).

Практический интерес представляет определение остаточной индукции $B_{rз}$, возможной в магнитопроводе с зазорами. Эта индукция может быть найдена по кривой $i_{0\,уд} = F(B)$, построенной соответственно нисходящей ветви предельной петли гистерезиса (рис. 4-5). Индукции $B_{rз}$ соответствует точка пересечения нисходящей кривой $F(B)$ с осью ординат. Заметим, что точка пересечения этой же кривой с осью абсцисс соответствует коэрцитивной силе материала магнитопровода H_c, а точка пересечения с прямой BN_p — остаточной индукции B_r.

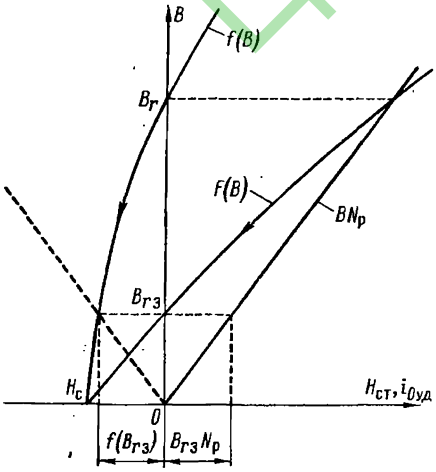


Рис. 4-5. Определение остаточной индукции в магнитопроводе с зазором

Не прибегая к построению кривой $F(B)$, можно найти индукцию $B_{rз}$ на основании формулы (4-4), так как при $i_{0\,уд} = 0$ имеем $f(B_{rз}) = -B_{rз}N_p$. Построив нисходящую ветвь предельной петли $f(B)$ и зеркальное

ЦентрМаг

отображение прямой относительно оси ординат (рис. 4-5), найдем точку их пересечения, которая и будет соответствовать индукции $B_{rз}$. Заметим, что это построение аналогично известному методу расчета постоянных магнитов. В отключенном состоянии ТТ в его зазоре, как в постоянном магните, создается магнитодвижущая сила, равная по абсолютному значению и противоположная по направлению м. д. с. остаточного потока в магнитопроводе $f(B_{rз})$.

Наименьший допустимый зазор $l_з$ определяется исходя из условия устранения влияния остаточной индукции $B_{rз}$ на точность работы ТТ в переходных режимах. Для этого необходимо, чтобы индукция $B_{rз}$ не превышала индукцию нормального режима. Для сталей марок 1511 и 1512 последнее условие можно выполнить при относительном расчетном зазоре $l_з/l_{ст} \approx 0{,}002$ (соответственно этому $N_р = 0{,}16 \cdot 10^{-4}$). Графическое построение, аналогичное представленному на рис. 4-5, показало, что в этом случае остаточная индукция $B_{rз} \approx 0{,}0345$ Тл. Эту индукцию можно считать достаточно малой, что позволяет пренебречь ею в расчетах. Для стали более высокого качества допустимый расчетный зазор может быть еще меньшим. Так, для высококачественных холоднокатаных сталей его можно принимать равным 0,001—0,0015. Однако при обычно задаваемых значениях погрешности ($\varepsilon = 5 \div 10$ %) расчетный зазор $l_з$ выбирается (по условию линеаризации характеристики ТТ) в несколько раз большим минимального, необходимого по условию устранения влияния остаточной индукции.

Схема замещения ТТ со сплошными зазорами, погрешности ТТ и отдаваемая мощность. Возвращаясь к уравнению (4-3), представим его в следующем виде:

$$i_0 = \frac{Bl_{ст}}{\mu_а} + \frac{Bl_з}{4\pi} \cdot 10^7 = BS_м \left(\frac{1}{\lambda_{ст}} + \frac{1}{\lambda_з} \right) = \frac{BS_м}{\lambda_0}. \qquad (4\text{-}7)$$

Здесь $\mu_а$ — абсолютная магнитная проницаемость стали магнитопровода; $\lambda_{ст}$, $\lambda_з$, λ_0 — магнитные проводимости стальной части, зазоров и всего магнитопровода ТТ. Этим магнитным проводимостям соответствуют равные им по значению индуктивности в электрической цепи, приведенные к одному витку, $L_{ст}$, $L_з$, L_0. Поскольку проводимость $\lambda_0 = \lambda_з \lambda_{ст}/(\lambda_з + \lambda_{ст})$, то в схеме замещения трансформатора с зазором общая ветвь намагничивания L_0 может быть заменена двумя параллельными ветвями $L_з$, $L_{ст}$ (рис. 4-6). Обычно ток, проходящий по ветви $L_з$, значительно больше тока в ветви $L_{ст}$ ($L_з \ll L_{ст}$; $i_{0з} > i_{0\,ст}$), благодаря чему достигается линеаризация кривой намагничивания.

Следует заметить что условия работы ТТ с зазором в переходных режимах отчасти соблюдаются при подключении параллельно нагрузке $z_н$ обычного ТТ с замкнутым магнитопроводом соответствующей индуктивности (дроссель с достаточно малым активным сопротивлением). Однако при таком включении дополнительная индуктивность непосредственно не шунтирует индук-

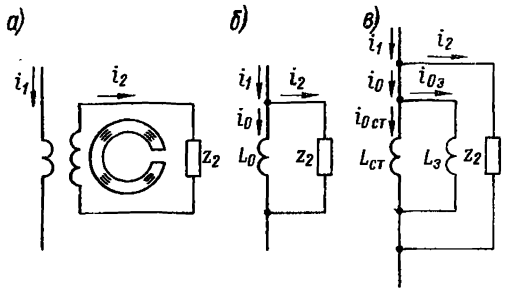


Рис. 4-6. Принципиальная схема ТТ с разомкнутым магнитопроводом (*а*) и схемы замещения (*б*, *в*)

тивности $L_{ст}$, как в схеме замещения на рис. 4-6, *в*, поскольку между этими двумя индуктивностями оказываются включенными сопротивление и индуктивность рассеяния вторичной обмотки ТТ (на схеме не показаны). Поэтому указанная мера значительно менее эффективна, чем зазоры в магнитопроводе.

На основании схемы рис. 4-6, *в* при $L_з \ll L_{ст}$ и $L_0 = \text{const}$ легко определяются погрешности трансформации периодической составляющей первичного тока и отдаваемая трансформатором мощность, зависящая от этой составляющей. При упомянутом условии погрешности не зависят от первичного тока. В соответствии с формулой (3-21), пренебрегая потерями в стали магнитопровода, находим, что при действующих токах в обмотках ТТ $I_{1\,пер}$ и $I_{2\,пер}$ токовая погрешность (в процентах)

$$f_i = \left(\frac{n_н I_{2\,пер}}{I_{1\,пер}} - 1\right)\cdot 100 = \left(\frac{n_н w_1}{w_2}\left|\frac{1}{1 - j\dfrac{z_2}{L_0\omega}}\right| - 1\right)\cdot 100. \qquad (4\text{-}8)$$

Угловая погрешность ТТ с учетом векторной диаграммы (см. рис. 1-3) будет

$$\delta = \operatorname{arctg}\frac{\cos\varphi_2}{L_0\omega/z_2 + \sin\varphi_2}. \qquad (4\text{-}9)$$

Имея в виду соотношение между токами

$$I_{2\,пер} = I_{1\,пер}\left|\frac{jL_0\omega}{jL_0\omega + Z_2}\right| = \frac{I_{1\,пер}}{\sqrt{1 + 2\dfrac{z_2}{L_0\omega}\sin\varphi_2 + \left(\dfrac{z_2}{L_0\omega}\right)^2}},$$

можно представить отдаваемую ТТ мощность (В·А) в виде

$$P_2 = I_{2\,пер}^2 z_2 = \frac{I_{1\,пер}^2 z_2}{1 + 2\dfrac{z_2}{L_0\omega}\sin\varphi_2 + \left(\dfrac{z_2}{L_0\omega}\right)^2}. \qquad (4\text{-}10)$$

Таким образом, погрешности и мощность ТТ, равно как и апериодические составляющие токов при переходных процессах (см. гл. 3), зависят от отношения $z_2/(L_0\omega)$, которое может считаться основным параметром схемы ТТ.

Режимы работы ТТ со сплошными зазорами. Когда погрешности ТТ заданы, отношение $z_2/(L_0\omega)$ при изменении расчетного зазора должно оставаться неизменным. Следовательно, в этом

ЦентрИнвест

случае выбираемое сопротивление z_2, а при $I_1 = \text{const}$ также и мощность P_2 будут пропорциональны индуктивности L_0. С увеличением расчетного зазора $l_з$ индуктивность L_0 и мощность P_0 уменьшаются. При заданной погрешности, т. е. при заданном отношении сопротивлений $z_2/(L_0\omega)$ и достаточно большом отношении $\lambda_з/\lambda_{ст}$, отдаваемая ТТ мощность приблизительно обратно пропорциональна зазору $l_з$.

Для получения заданной мощности P_2 при увеличенном $l_з$ приходится увеличивать сопротивление z_2, причем погрешности ТТ также увеличиваются.

Если заданы величины $I_{1\,пер}$, $l_з$, l_0, наибольшая мощность может быть получена от ТТ при условии $z_2 = L_0\omega$, т. е. при согласованной нагрузке ТТ. Согласно (4-10) эта мощность будет

$$P_{2м} = \frac{I^2_{1\,пер} L_0 \omega}{2 + 2\sin\varphi_2}, \qquad (4\text{-}11)$$

причем она равна мощности P_0, расходуемой на намагничивание магнитопровода трансформатора.

Когда задается мощность $P_2 < P_{2м}$, сопротивление z_2 должно отличаться от $L_0\omega$. Если выбранное сопротивление находится в пределах $0 \leqslant z_2 \leqslant L_0\omega$, ТТ работает в режиме собственно трансформатора тока. В этом случае мощность намагничивания P_0 будет меньше мощности P_2. Предельному условию $z_2 = 0$ соответствует идеальный ТТ, у которого погрешности всех видов отсутствуют, мощность $P_0 = 0$, но вместе с тем и мощность $P_2 = 0$.

Если $L_0\omega < z_2 \leqslant \infty$, имеет место работа ТТ в режиме трансреактора, у которого $P_0 > P_2$. В предельном случае $z_2 = \infty$ имеем идеальный трансреактор, мощность которого, так же как мощность идеального трансформатора тока, $P_2 = 0$. Абсолютное значение выходного напряжения идеального трансреактора, зависящее от составляющей тока $i_{1\,пер}$, пропорционально этой составляющей, а напряжение, зависящее от апериодической составляющей $i_{1а}$, пропорционально ее производной.

Как было показано выше (§ 4-1), условие практической линейности характеристик ТТ с зазорами выполняется, если при изменении первичного тока $L_{1\,пер}$ в заданных пределах в переходных процессах индукция в магнитопроводе не превышает некоторого допустимого максимального значения $B_{пред}$. Приближенно можно считать, что это значение индукции не зависит от расчетного зазора $l_з$.

Поскольку мощность P_0 в основном расходуется на создание магнитного потока в зазорах магнитопровода, то при заданной максимальной индукции $B_м$ и прочих равных условиях трансформатор, предназначенный для работы в режиме собственно трансформатора тока, должен иметь меньший зазор, чем в режиме трансреактора.

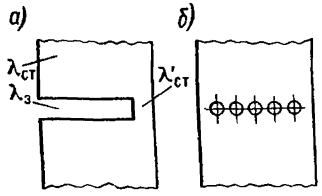
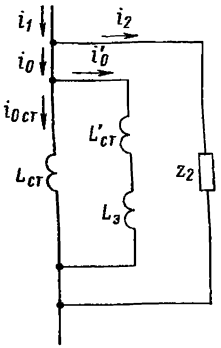


Рис. 4-7. Частичный вазор магнитопровода ТТ

Исследования и расчеты показали [79, 92], что при одинаковой мощности, отдаваемой во вторичную цепь, постоянном сопротивлении нагрузки и прочих равных условиях сечение магнитопровода значительно меньше, чем трансреактора, если нагрузка активно-индуктивная ($\cos \varphi_2 \approx 0{,}8$), а постоянная времени первичной цепи $T_1 < 0{,}2$ с. Однако трансреактор может иметь преимущества по сравнению с ТТ при активной нагрузке и постоянной времени первичной цепи, превышающей 0,2 с. Так, например, если $T_1 = 0{,}3$ с, а $I_{0*} = 0{,}9$, сечение магнитопровода трансреактора вдвое меньше, чем у ТТ. При одинаковых полезных мощностях преимущества трансреактора при активной нагрузке еще более существенны, а при активно-индуктивной — в отношении сечения магнитопровода трансреактор практически не уступает ТТ. Однако угловая погрешность трансреактора значительно больше, чем у ТТ. Только при выполнении трансреактора с очень малыми погрешностями (его $I_{0*} \geqslant 0{,}98$) угловые погрешности его близки к угловым погрешностям ТТ. Кроме того, трансреактор значительно сильнее, чем ТТ, подвержен влиянию гармонических составляющих тока i_1, поскольку сопротивление ветви намагничивания и падение напряжения на нем пропорционально порядку каждой гармоники. В целом в настоящее время предпочтение справедливо отдается трансформаторам тока в качестве первичных измерительных преобразователей тока. Однако, учитывая тенденцию к дальнейшему увеличению постоянных времени электрических систем и распространение полупроводниковых устройств защиты, определяющих активную высокоомную нагрузку токоизмерительных устройств, трансреактор следует считать перспективным для применения в качестве токоизмерительного устройства в цепях релейной защиты и автоматики. Исследования показали, что трансреакторы целесообразно применять независимо от значений T_1 и в тех случаях, когда к токоизмерительному устройству присоединяются устройства релейной защиты, выполняемые на операционных усилителях с нестабильным входным сопротивлением и срабатывающие при определенном значении подведенного к ним напряжения (так называемая нагрузка, управляемая напряжением). В настоящее время при необходимости подключения к ТТ полупроводниковых устройств релейной защиты, отличающихся небольшим потреблением мощности, для уменьшения z_2 нагрузку ТТ шунтируют дополнительным резистором либо подключают ее через промежуточный трансформатор тока с отношением витков $w_2/w_1 \leqslant 1$.

Трансформатор тока с частичным зазором магнитопровода. С целью уменьшения погрешностей ТТ в нормальном режиме, как уже указывалось, иногда целесообразно применять транс-

Рис. 4-8. Схема замещения магнитопровода с частичным зазором



форматоры тока не со сплошным, а с частичным зазором магнитопровода [31, 87]. Частичный зазор конструктивно осуществляется прорезанием в магнитопроводе паза (рис. 4-7, *а*) или просверливанием отверстий (рис. 4-7, *б*). Очевидно, что магнитная проводимость магнитопровода с частичным зазором

$$\lambda_0 = \frac{\lambda_{ст}(\lambda''_{ст} + \lambda_з)}{\lambda_{ст} + \lambda'_{ст} + \lambda_з}, \qquad (4\text{-}12)$$

где $\lambda_{ст}$, $\lambda'_{ст}$, $\lambda_з$ — магнитные проводимости стальной части магнитопровода за вычетом участка, на котором расположен зазор, стальной части, параллельной зазору, и самого зазора (разумеется, из-за выпучивания магнитных линий фактические значения этих проводимостей отличаются от тех, какие могут быть получены расчетным путем исходя из геометрических размеров магнитопровода и зазора). Проводимости λ_0, $\lambda_{ст}$, $\lambda'_{ст}$, $\lambda_з$ практически определяются экспериментально путем измерения соответствующих магнитных потоков. Этим проводимостям соответствуют равные им индуктивности, приведенные к одному витку, L_0, $L_{ст}$, $L'_{ст}$, $L_з$.

На рис. 4-8 представлена схема замещения ТТ с частичным зазором. В нормальном режиме работы почти весь магнитный поток трансформатора проходит по проводимости $\lambda'_{ст}$; при этом индуктивность $L'_{ст} \gg L_з$, ток намагничивания $i_{0\,ст} \gg i'_0$, и трансформатор ведет себя приблизительно как обычный ТТ с замкнутым стальным сердечником, обладающий небольшими погрешностями. При значительной кратности первичного тока к. з. и в переходных процессах участок магнитопровода, соответствующий $\lambda'_{ст}$, сильно насыщается и почти весь поток проходит через зазор ($L_з \gg L'_{ст}$, $L_з < L_{ст}$, $i'_0 > i_{0\,ст}$). В этих условиях ТТ работает приблизительно как трансформатор со сплошным немагнитным зазором, имея ограниченные погрешности по периодической составляющей тока.

При правильном выборе размеров магнитопровода ТТ его общая индуктивность намагничивания L_0 должна изменяться в зависимости от тока намагничивания в соответствии с заданной кривой намагничивания (например, кривая *4* на рис. 4-1) или вольт-амперной характеристикой.

4-3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРЕДЕЛЬНОЙ ИНДУКЦИИ В ТРАНСФОРМАТОРАХ ТОКА С НЕМАГНИТНЫМИ ЗАЗОРАМИ В МАГНИТОПРОВОДЕ

Методика расчета предельной индукции линейного ТТ. Определение предельной допустимой индукции $B_{доп}$ — одна из основных задач при конструировании линейного ТТ с зазорами. Желательно, чтобы эта индукция была возможно большей для уменьшения сечения магнитопровода. Однако при чрезмерно высокой $B_{доп}$ возможны большие отклонения погрешности от заданного значения из-за насыщения магнитопровода. Необходимо так определять предельную индукцию, чтобы отклонение погрешности ТТ от заданной расчетной при выбранной индукции не превышало допустимого.

В [56] предельную индукцию предлагалось принимать равной 0,8—1 Тл. В соответствии с методикой, изложенной ниже [72], предельная индукция достаточно точно определяется по кривым намагничивания замкнутого магнитопровода, являющегося исходным при изготовлении магнитопровода линейного ТТ, и зависит от максимального допустимого отклонения погрешности. Это позволяет наряду с применением стали более высокого качества увеличить индукцию $B_{доп}$ и, следовательно, уменьшить площадь сечения магнитопровода в 1,5—2 раза по сравнению с указанным в [56].

В переходном режиме ТТ с зазором находится под воздействием двух составляющих магнитного поля: периодической и апериодической (рис. 4-9). Апериодическая составляющая изменяется относительно медленно, и для постоянных времени первичной цепи, которые обычно принимаются в качестве расчетных, ее можно считать постоянной в течение периода. Поэтому за параметр ветви намагничивания принимается средняя магнитная проницаемость $\mu_д$ на частном цикле, обусловленная одновременным действием периодической составляющей и постоянного подмагничивающего тока.

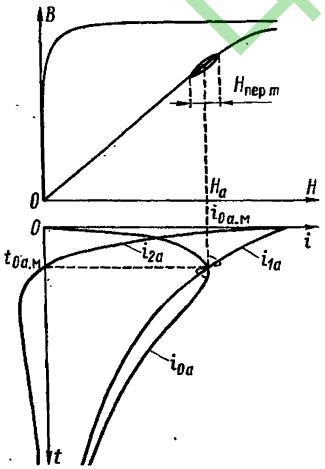


Рис. 4-9. Процесс намагничивания магнитопровода с зазором в переходном режиме

На рис. 4-10 приведены кривые двойного намагничивания магнитопровода трансформатора тока без зазора, представляющие собой зависимости средней (для частного цикла) абсолютной магнитной проницаемости $\mu_д$ от постоянной составляющей ин-

Центрмаг

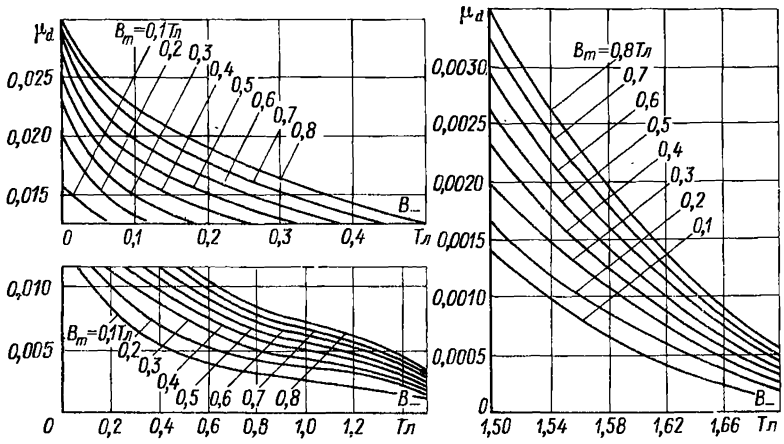


Рис. 4-10. Кривые двойного намагничивания электротехнической стали 3414

дукции $B_{\sim}$ при различных значениях переменной индукции B_m. Эти кривые получены для стали 3414, часто применяемой при изготовлении высоковольтных трансформаторов тока. Переменная индукция B_m создавалась от источника напряжения, что близко к реальным условиям работы ТТ с небольшими погрешностями. Следует отметить, что максимальное значение магнитной проницаемости $\mu_{dм}$ имеет место при отсутствии подмагничивания постоянным магнитным полем и перемагничиваний по симметричной петле. Это видно из кривых рис. 4-10. В соответствии с (4-6) для электротехнических сталей можно записать выражение эквивалентной проницаемости магнитопровода с зазором

$$\mu_{dэ} = \frac{\mu_d}{1 + N_р \mu_d}.$$

При выходе петли перемагничивания за линейный участок кривой намагничивания погрешность ТТ увеличивается по сравнению с расчетной. Это увеличение обусловливается двумя факторами: нелинейностью характеристики намагничивания и зависимостью расчетного зазора, а следовательно, и коэффициента размагничивания от индукции при перемагничивании по частному циклу.

Обозначим отношение допустимой наибольшей периодической составляющей тока намагничивания к ее наименьшему значению через $D_{I0\,доп}$, причем

$$D_{I_{0\,доп}} = \frac{I_{0\,доп\,*}}{I_{0\,мин\,*}} = \frac{I_{0\,мин\,*} + \Delta I_{0\,доп\,*}}{I_{0\,мин\,*}}, \qquad (4\text{-}13)$$

где $I_{0\,мин\,*}$ и $I_{0\,доп\,*}$ — минимальное возможное (расчетное) и максимальное допустимое относительные значения периодиче-

ской составляющей тока намагничивания; $\Delta I_{0\,\text{доп}*}$ — допустимое отклонение того же тока.

Используя выражения (3-3), (3-5) и имея в виду, что $L_{0\,\text{уд}} = \mu_{d}$, относительную периодическую составляющую тока намагничивания можно связать с соответствующей данному режиму эквивалентной магнитной проницаемостью магнитопровода ТТ с зазором $\mu_{d\text{э}}$ следующим соотношением:

$$I_{0*} = \sqrt{\frac{r_{2\text{уд}}^2 + \omega^2 L_{2\,\text{уд}}^2}{r_{2\,\text{уд}}^2 + \omega^2 (\mu_{d\text{э}} + L_{0\,\text{уд}})^2}}. \qquad (4\text{-}14)$$

Допустимому и минимальному относительным значениям периодической составляющей тока намагничивания соответствуют допустимое и максимальное значения эквивалентной магнитной проницаемости $\mu_{d\,\text{э.доп}}$ и $\mu_{d\,\text{э.м}}$:

$$\mu_{d\,\text{э.доп}} = \frac{\mu_{d\,\text{доп}}}{1 + N_{\text{р.доп}}\mu_{d\,\text{доп}}}; \qquad (4\text{-}15)$$

$$\mu_{d\,\text{э.м}} = \frac{\mu_{d\text{м}}}{1 + N_{\text{р.мин}}\mu_{d\text{м}}}. \qquad (4\text{-}16)$$

Здесь $N_{\text{р.мин}}$, $N_{\text{р.доп}}$ — минимальный коэффициент размагничивания, соответствующий индукции при максимальной магнитной проницаемости, и коэффициент размагничивания, соответствующий индукции при допустимой магнитной проницаемости на частном цикле.

Решая уравнение (4-14) относительно $\mu_{d\text{э}}$ и учитывая соотношения (3-2) и (4-13), получим

$$\mu_{d\,\text{э.м}} = -r_{2\,\text{уд}}\left(T_2 - \frac{1}{\omega I_{0\,\text{мин}*}}\sqrt{1 - I_{0\,\text{мин}*}^2 + \omega^2 T_2^2}\right); \qquad (4\text{-}17)$$

$$\mu_{d\,\text{э.доп}} = -r_{2\,\text{уд}}\left(T_2 - \frac{1}{\omega D_{I_0\,\text{доп}} I_{0\,\text{мин}*}} \times \right.$$

$$\left. \times \sqrt{1 - D_{I_0\,\text{доп}}^2 I_{0\,\text{мин}*}^2 + \omega^2 T_2^2}\right). \qquad (4\text{-}18)$$

Отношение допустимой эквивалентной магнитной проницаемости к максимальной на основе формул (4-17), (4-18) будет

$$D_{\mu_{d}\,\text{доп}} = \frac{\mu_{d\,\text{э.доп}}}{\mu_{d\,\text{э.м}}} =$$

$$= \frac{\omega \Delta I_{0\,\text{доп}*} I_{0\,\text{мин}*} T_2 - \sqrt{1 - D_{I_0\,\text{доп}}^2 I_{0\,\text{мин}*}^2 + \omega^2 T_2^2}}{D_{I_0\,\text{доп}}\left(\omega I_{0\,\text{мин}*} T_2 - \sqrt{1 - I_{0\,\text{мин}*}^2 + \omega^2 T_2^2}\right)}. \qquad (4\text{-}19)$$

ЦентрМаг

Подставляя выражения (4-15) и (4-16) в (4-19), получаем

$$D_{\mu_{d\,\text{доп}}} = \frac{\mu_{d\,\text{доп}}(1 + N_{\text{р. мин}}\mu_{dм})}{(1 + N_{\text{р. доп}}\mu_{d\,\text{доп}})\,\mu_{dм}}. \qquad (4\text{-}20)$$

Решая уравнение (4-20) относительно $\mu_{d\,\text{доп}}$, а затем используя соотношение (4-19), получим ту минимальную магнитную проницаемость на частном цикле магнитопровода, при которой обеспечивается допустимое отношение $D_{I_0\,\text{доп}}$ в трансформаторе тока с зазором:

$$\mu_{d\,\text{доп}} = \frac{D_{\mu_{d\,\text{доп}}}}{N_{\text{р. мин}} - N_{\text{р. доп}} D_{\mu_{d\,\text{доп}}} + \dfrac{1}{\mu_{dм}}}. \qquad (4\text{-}21)$$

В большинстве случаев расчетный зазор и коэффициент размагничивания мало зависят от индукции. Поэтому коэффициент размагничивания $N_{\text{р. доп}}$ при перемагничивании по частному циклу можно принять равным коэффициенту размагничивания при перемагничивании по симметричной петле $N_{\text{р. мин}}$:

$$N_{\text{р. доп}} = N_{\text{р. мин}} = N_{\text{р}}.$$

В дальнейшем под $N_{\text{р}}$ понимается минимальный допустимый коэффициент размагничивания, зависящий от выбора предельной индукции, а следовательно, от $\mu_{d\,\text{доп}}$. Тогда выражение (4-21) запишется в следующем виде:

$$\mu_{d\,\text{доп}} = \frac{D_{\mu_{d\,\text{доп}}}}{N_{\text{р}}(1 - D_{\mu_{d\,\text{доп}}}) + 1/\mu_{dм}}. \qquad (4\text{-}22)$$

Экспериментальной проверкой было установлено, что погрешность расчета по формуле (4-22) по сравнению с расчетом по формуле (4-21) незначительна.

Таким образом, после двух-трех приближений, как описано ниже, с помощью формулы (4-22) можно определить проницаемость $\mu_{d\,\text{доп}}$, которая позволяет по кривым двойного намагничивания исходного магнитопровода (без зазора) найти предельную апериодическую составляющую индукции магнитопровода ТТ с зазором $B_{\text{а. доп}}$. Величина $B_{\text{а. доп}}$ определяет минимальное сечение магнитопровода и отклонение погрешности от заданной в допустимых пределах.

Порядок расчета предельной индукции линейного ТТ. Устанавливаются исходные данные: номинальный первичный ток $I_{1\text{н}}$; предельная кратность тока короткого замыкания $K_{\text{к. з}}$; относительная периодическая составляющая тока намагничивания $I_{0\,m*}$ и допустимое отношение $D_{I_{0\,\text{доп}}}$; постоянные времени T_1 и T_2; число первичных витков w_1; средняя длина магнитной силовой линии $l_{\text{м}}$. Далее производится расчет в следующем порядке.

Центр Мат

1. Определяем при предельной кратности тока к. з.:

а) удельную амплитуду первичного периодического тока

$$I_{1\,\text{пер}\,m\,\text{уд}} = I_{1\,\text{пер}\,m}/l_m = \sqrt{2} I_{1\text{н}} K_{\text{н. в}} w_1/l_{\text{м}};$$

б) удельную амплитуду периодической составляющей тока намагничивания

$$I_{0\,\text{пер}\,m\,\text{уд}} = I_{0*} I_{1\,\text{пер}\,m\,\text{уд}};$$

в) максимальное удельное значение апериодической составляющей тока намагничивания $I_{0\,\text{а. м. уд}}$; для этого по формуле (3-9) находим T' при заданном I_{0*}, а затем по формуле (3-7) определяем $I_{0\,\text{а. м}}$ при заданных T_1 и T_2 и полученном T'; тогда

$$I_{0\,\text{а. м. уд}} = I_{0\,\text{а. м}}/l_{\text{м}}$$

или

$$I_{0\,\text{а. м. уд}} = I_{0\,\text{а. м}} \cdot I_{1\,\text{пер}\,m\,\text{уд}}.$$

2. Задавая ориентировочное значение апериодической составляющей индукции $B_{\text{а}}$ (целесообразно не более 1,5 Тл), находим

$$\mu_{d\,\text{э. м}} = B_{\text{а}}/I_{0\,\text{а. м. уд}}.$$

3. Определяем переменную составляющую индукции, вызываемую периодической составляющей тока намагничивания,

$$B_{m\,\text{доп}} = \mu_{d\,\text{э. м}} I_{0\,m\,\text{уд}}.$$

4. По кривым двойного намагничивания замкнутого магнитопровода (рис. 4-10) находим для частного цикла магнитную проницаемость μ_d.

5. На основании (4-5) определяем коэффициент размагничивания

$$N_{\text{р}} = \frac{1}{\mu_{d\text{э}}} - \frac{1}{\mu_{d\text{м}}}.$$

6. Используя соотношение (4-22), находим допустимую магнитную проницаемость на частном цикле замкнутого магнитопровода $\mu_{d\,\text{доп}}$.

7. По кривым рис. 4-10 для найденных значений $\mu_{d\,\text{доп}}$ и B_m определяем апериодическую составляющую индукции $B_{\text{а. доп}} = B_{_}$.

Полученное значение $B_{\text{а. доп}}$ можно уточнить. Для этого необходимо провести аналогичный расчёт, приняв в качестве исходного полученное значение апериодической составляющей индукции $B_{\text{а. доп}}$. Результирующая предельная индукция будет $B_{\text{доп}} = B_{m\,\text{доп}} + B_{\text{а. доп}}$. Расчеты показывают, что уточненное значение предельной рабочей индукции отличается от полученного при первом расчете не более чем на несколько процентов. Как показывает опыт, чаще всего достаточно провести два, а в редких случаях — три цикла расчета. Дальнейшее уточнение предельной рабочей индукции практически не влияет на результат расчета.

Ценмат

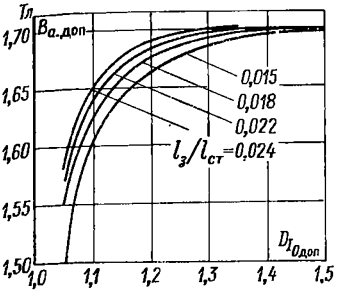


Рис. 4-11. Зависимость предельной допустимой индукции от отношения $D_{I_{0\,доп}}$ при $I_{0*} = 0{,}1$

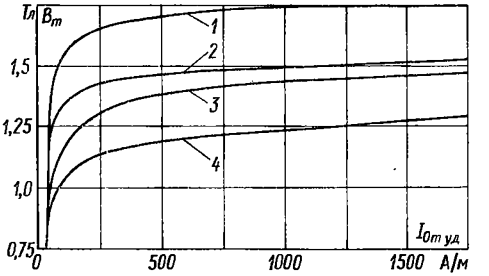


Рис. 4-12. Кривые намагничивания замкнутых магнитопроводов из стали разных марок
1 — сталь 3414; *2* — 3411 лучшего качества; *3* — 3411 худшего качества; *4* — 1513 лучшего качества

Факторы, влияющие на величину $B_{a.доп}$ и на выбор материала магнитопровода. Из выражений (4-20) и (4-22) видно, что предельная индукция зависит от допустимого отношения $D_{I_{0\,доп}}$, коэффициента размагничивания $N_р$ и характеристики стали, из которой изготовлен магнитопровод. Расчеты, проведенные для различных исходных данных, позволяют проследить влияние этих факторов на предельную индукцию $B_{a.доп}$. На рис. 4-11 представлена зависимость $B_{a.доп}$ от отношения $D_{I_{0\,доп}}$ при разных значениях $l_з/l_{ст}$, т. е. коэффициента $\mu_0 N_р$. Характер этой зависимости показывает, что при допустимой погрешности, большей 1,3, предельная индукция практически не меняется, а при изменении $D_{I_{0\,доп}}$ от 1,5 до 1,05 значение $B_{a.доп}$ снижается не более чем на 15 %. Аналогичным образом можно проследить влияние отклонения $N_р$ на предельную индукцию при некотором значении $D_{I_{0\,доп}}$. Так, при $D_{I_{0\,доп}} = 1{,}1$ индукция $B_{a.доп}$ меняется в пределах от 1,6 до 1,65 Тл, т. е. примерно на 3 %, а $\mu_0 N_р$ при этом может колебаться от 0,015 до 0,024. Если взять в качестве примера магнитопровод сечением 40 см^2 с 12 зазорами, то такой диапазон коэффициента размагничивания соответствует изменению одного зазора от 3,3 до 6,6 мм. Это значит, что наиболее сложный вопрос технологии — достаточно точное выполнение зазора с целью обеспечить расчетную предельную индукцию — решается относительно легко.

Особо следует остановиться на влиянии качества стали на предельную рабочую индукцию. Это влияние определено расчетом величины $B_{a.доп}$ для различных марок стали при прочих равных условиях. В табл. 4-1 приведены результаты расчетов предельной допустимой индукции и сечения магнитопровода для марок стали, кривые намагничивания которых приведены на рис. 4-12. Сравнение результатов расчета показывает, что качество стали существенно влияет на предельную рабочую индукцию и, как следствие, на сечение магнитопровода. Применение

Таблица 4-1. **Предельная допустимая индукция и поперечное сечение магнитопроводов**

$D I_{0\ доп}$	$B_{а.\ доп}$, Тл	$S_м$, см²	$B_{а.\ доп}$, Тл	$S_м$, см²	$B_{а.\ доп}$, Тл	$S_м$, см²	$B_{а.\ доп}$, Тл	$S_м$, см²
1,05	1,09	110,4	1,23	97,4	1,34	89,4	1,58	75,3
1,10	1,15	104,1	1,32	91,0	1,39	86,0	1,65	72,1
1,20	1,21	98,8	1,38	86,6	1,45	82,6	1,69	70,3
Марка стали	1513 лучшего качества		3411 худшего качества		3411 лучшего качества		3414	

стали 3414 по сравнению со сталью 1513 позволяет уменьшить сечение магнитопровода примерно в полтора раза. Учитывая, что от размеров магнитопровода в значительной мере зависит конструктивное выполнение всего ТТ, целесообразно для магнитопроводов с зазорами применять стали высокого качества. Предельную индукцию следует принимать в зависимости от допустимого отклонения погрешности для стали 3411 лучшего качества 1,35—1,5 Тл, для стали 3414 1,6—1,7 Тл.

4-4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТТ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТОКОВ ПЕРВИЧНОЙ ЦЕПИ В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

Исходные данные. Полученные выше соотношения и характеристики позволяют рассчитывать конструктивные параметры ТТ, предназначенных для работы в переходных режимах [11]. Исходными данными обычно являются: номинальный первичный ток $I_{1н}$, предельная кратность тока к. з. K, относительная периодическая составляющая тока намагничивания I_{0*} и ее допустимое отклонение $\Delta I_{0\,доп\,*}$, нагрузка $r_{2н}$, постоянные времени T_1 и T_2, число первичных и вторичных витков w_1 и w_2.

Длина средней магнитной силовой линии ТТ с зазором выбирается по возможности небольшой, так же как и для существующих нелинейных ТТ. Увеличение при необходимости сечения магнитопровода достигается за счет увеличения его высоты без изменения внутреннего и наружного диаметров. Обычно эти диаметры задаются по конструктивным соображениям. Расчет конструктивных параметров линейных ТТ сводится к нахождению сечения (высоты) магнитопровода и его зазоров.

Расчет поперечного сечения магнитопровода линейного ТТ с зазорами. 1. Воспользовавшись определенными по методике, изложенной в § 4-3, предельной апериодической индукцией и максимальной апериодической составляющей тока намагничивания, определяем эквивалентную магнитную проницаемость магнитопровода с зазором $\mu_{dэ} = B_{а.\,доп}/I_{0\,а.\,м.\,уд}$.

2. Удельное сопротивление ветви намагничивания линейного ТТ с зазором $z_{0\,уд} = \omega\mu_{dэ}$.

3. Из выражения для относительного тока намагничивания линейного ТТ

$$I_{0*} = \frac{I_0}{I_1} = \frac{z_2}{\sqrt{z_0^2 + z_2^2 + 2z_0 z_2 \sin\varphi_2}}$$

определяем удельное сопротивление ветви вторичного тока

$$z_{2\,уд} = \frac{I_{0*} z_{0\,уд}\left(I_{0*}\sin\varphi_2 + \sqrt{I_{0*}^2\sin^2\varphi_2 - I_{0*}^2 + 1}\right)}{1 - I_{0*}^2}. \qquad (4\text{-}23)$$

4. Находим сечение магнитопровода

$$S_м = \frac{z_2 l_м}{z_{2\,уд}\omega_2^2}.$$

Определение длины магнитопровода и числа зазоров в нем. Зазор должен обеспечивать линейность характеристики ТТ при изменении первичного тока от нуля до максимального возможного. Максимальный ток определяется коэффициентом размагничивания, который соответствует рассчитанной предельной индукции $B_{а.доп}$. Коэффициент размагничивания $N_р$ находится в процессе расчета предельной индукции (см. стр. 140).

Следует заметить, что при определении магнитных характеристик материала в переменных магнитных полях из-за экранирующего действия вихревых токов и несовпадения по фазе напряженности магнитного поля и намагниченности [50] значения коэффициента размагничивания или относительного расчетного зазора следует относить только к данной форме и размерам магнитопровода (в том числе к толщине пластин), а также к данному материалу и частоте.

В связи с этим Институтом электродинамики АН УССР совместно с ПО «Запорожтрансформатор» были поставлены опыты по определению зависимости относительного расчетного зазора от суммарного геометрического относительного зазора. Эксперименты проводились на образцах магнитопроводов из стали марки 3414. Однако результаты справедливы и для других, близких по качеству, сталей. Учитывая сказанное о коэффициенте размагничивания, набор магнитопроводов выбрали таким, чтобы охватить наиболее ходовые сечения линейных трансформаторов тока. Средняя длина магнитной силовой линии магнитопроводов была выбрана 180—200 см, т. е. примерно такой же, как у существующих ТТ с замкнутыми магнитопроводами на напряжения 330, 500, 750 кВ. Зависимости $l_в/l_{ст} = f\,(l_{з\,\Sigma\,геом}/l_{ст})$ получены для магнитопроводов, имеющих площадь сечения $S_м = 20$, 40, 80 см^2 при числе зазоров $n = 4$, 8, 12. В опыте снимались кривые намагничивания магнитопроводов с зазором, из которых затем определялось $\mu_э$ и коэффициент размагничивания $N_р = N_{р.мин}$.

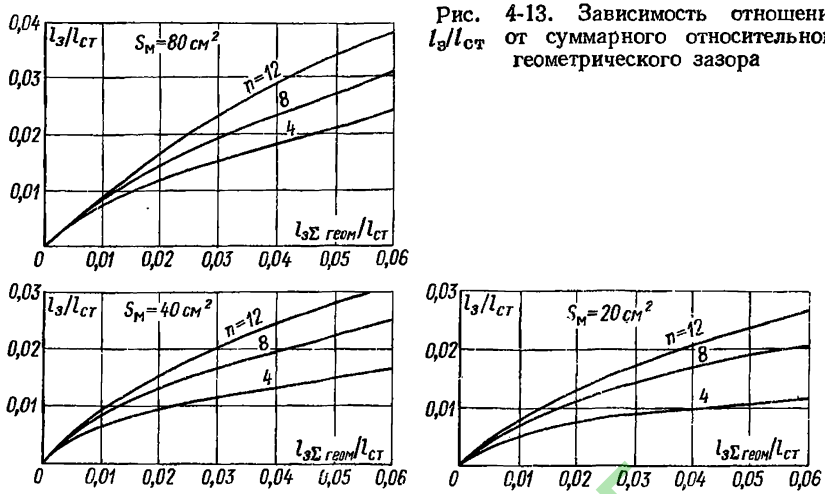


Рис. 4-13. Зависимость отношения $l_з/l_{ст}$ от суммарного относительного геометрического зазора

Как видно из рис. 4-13, при заданных $l_з/l_{ст}$ и сечении $S_м$ относительный суммарный геометрический зазор зависит от числа зазоров. Например, если $S_м = 40$ см^2, а $l_з/l_{ст} = 0{,}015$, то при $n = 12$ нужно иметь $l_{з\,Σ\,геом}/l_{ст} = 0{,}02$. Для получения той же характеристики при $n = 4$ следует взять относительный геометрический зазор уже равным 0,06, т. е. в 3 раза бóльшим. Влияние внешних магнитных полей на работу ТТ с зазором незначительно, если каждый относительный геометрический зазор не превышает 0,002—0,003.

Выбрав число зазоров таким, чтобы каждый из них не превышал указанного значения $l_{з.\,геом}/l_{ст} = 0{,}003$, по кривым на рис. 4-13 находим суммарный относительный геометрический зазор магнитопровода, необходимый для обеспечения заданного значения $\mu_{э.\,м}$. При заданной средней длине магнитной силовой линии $l_м$ определяем длину стали магнитопровода

$$l_{ст} = \frac{l_м}{l_{зΣгеом}/l_{ст} + 1},$$

а затем длину каждого зазора $l_{з.\,геом} = l_{з\,Σ\,геом}/n$.

Пример 4-1. Расчет конструктивных параметров одноступенчатого линейного трансформатора тока с зазорами. Заданы номинальные параметры ТТ: ток 3000/1 А; предельная кратность первичного тока $K = 20$; постоянная времени $T_1 = 0{,}3$ с; номинальная нагрузка ТТ $z_{2н.\,ном} = 40$ В·А при $\cos\varphi_2 = 0{,}8$; средняя длина магнитной силовой линии $l_м = 2$ м; число витков $\omega_1 = 1$, $\omega_2 = 3000$; сопротивление вторичной обмотки $r_{2обм} = 18$ Ом; $x_{2обм} = 1$ Ом; отмотка витков отсутствует. Магнитопровод изготовляется из стали 3414. Постоянная времени вторичной ветви T_2 с учетом сопротивления обмотки равна 0,0016 с. Полная погрешность $\varepsilon = I_{0*} = 0{,}1$. Определим конструктивные параметры линейного ТТ (сечение магнитопровода, зазоры и их число) из условия, что допустимое отношение $D_{I_{0\,доп}}$ в переходном режиме не должно превышать 1,05. Частота тока 50 Гц; $\omega = 314$.

В соответствии с изложенным ранее определяем амплитуды: первичного периодического тока, удельного первичного периодического тока и удельного периодического тока намагничивания:

$$I_{1\,\text{пер}\,m} = \sqrt{2}\,I_{1\text{н}}K\omega_1 = \sqrt{2}\cdot 3000\cdot 20\cdot 1 = 84\,853 \text{ А};$$

$$I_{1\,\text{пер}\,m\,\text{уд}} = I_{1\,\text{пер}\,m}/l_{\text{м}} = 84\,853/2 \approx 4{,}24\cdot 10^4 \text{ А/м};$$

$$I_{0\,\text{пер}\,m\,\text{уд}} = I_{0*}I_{1\,\text{пер}\,m\,\text{уд}} = 0{,}1\cdot 4{,}24\cdot 10^4 = 4{,}24\cdot 10^3 \text{ А/м}.$$

В соответствии с формулой (3-9) определяем постоянную времени T' при $I_{0*} = I_{0\,\text{пер}\,m}/I_{1\,\text{пер}\,m} = 0{,}1$ и $T_2 = 0{,}0016$ с:

$$T' = \frac{1}{\omega}\sqrt{\frac{1+(\omega T_2)^2}{I_{0*}^2} - 1} = \frac{1}{314}\sqrt{\frac{1+(314\cdot 0{,}0016)^2}{0{,}1^2} - 1} = 0{,}0355 \text{ с}$$

По формуле (3-7) находим максимальную апериодическую составляющую тока намагничивания

$$I_{0\,\text{а. м}} = 84\,853\cdot\frac{0{,}3 - 0{,}0016}{0{,}3}\left[\frac{0{,}3}{0{,}0355} + \right.$$

$$\left. + \frac{0{,}3\,(1+314^2\cdot 0{,}0016\cdot 0{,}0355)\,(0{,}0355 - 0{,}3)}{0{,}0355\,(1+314^2\cdot 0{,}0355^2)\,(0{,}3 - 0{,}0016)}\right]^{\frac{0{,}0355}{0{,}0355 - 0{,}3}} \approx 63\,620 \text{ А}.$$

Максимальная удельная апериодическая составляющая тока намагничивания

$$I_{0\,\text{а. м. уд}} = I_{0\,\text{а. м}}\omega_1/l_{\text{м}} = 63\,620/2 = 3{,}18\cdot 10^4 \text{ А/м}.$$

Задаваясь ориентировочным значением апериодической составляющей индукции $B_{\text{а}} = 1{,}25$ Тл, находим эквивалентную магнитную проницаемость (см. стр. 142)

$$\mu_{d\text{э}} = B_{\text{а}}/I_{0\,\text{а. м. уд}} = 1{,}25/(3{,}18\cdot 10^4) = 3{,}93\cdot 10^{-5} \text{ Гн/м}.$$

Удельное сопротивление эквивалентной ветви намагничивания ТТ с зазором (см. стр. 143) будет

$$z_{0\,\text{уд}} = \omega\mu_{d\text{э}} = 314\cdot 3{,}93\cdot 10^{-5} = 0{,}0123 \text{ Ом/м}.$$

Определяем переменную составляющую индукции

$$B_m = \mu_{d\text{э}}I_{0\,\text{пер}\,m\,\text{уд}} = 3{,}93\cdot 10^{-5}\cdot 4{,}24\cdot 10^3 = 0{,}167 \text{ Тл}.$$

По кривым рис. 4-10 при $B_m = 0{,}167$ Тл и $B_- = 0$ находим максимальную для частного цикла магнитную проницаемость стали, из которой изготовлен магнитопровод, $\mu_{d\text{м}} = 0{,}019$ Гн/м.

Коэффициент размагничивания согласно формуле (4-5)

$$N_{\text{р}} = \frac{1}{\mu_{d\text{э}}} - \frac{1}{\mu_{d\text{м}}} = \frac{1}{3{,}93\cdot 10^{-5}} - \frac{1}{0{,}019} = 25\,392.$$

Отношение $l_{\text{з}}/l_{\text{ст}}$ по формуле (4-4) будет

$$l_{\text{з}}/l_{\text{ст}} = N_{\text{р}}\cdot 4\pi\cdot 10^{-7} = 25\,392\cdot 4\pi\cdot 10^{-7} = 0{,}032.$$

Используя выражение (4-22), находим допустимую относительную магнитную проницаемость на частном цикле для замкнутого магнитопровода $\mu_{d\,\text{доп}} = 0{,}000715$ Гн/м при $D_{\mu_{d\text{э}}} = 0{,}95$. Затем по кривым рис. 4-10 при $\mu_{d\,\text{доп}} = 0{,}000715$ Гн/м и $B_m = 0{,}167$ Тл определяем индукцию $B_{\text{а. доп}} = B_-$, при которой обеспечивается допустимое значение $D_{I_{0\,\text{доп}}} = 1{,}05$. Она будет $B_{\text{а. доп}} = 1{,}59$ Тл.

Центрмаг

Полученное значение индукции можно уточнить, проведя аналогичный расчет при $B_a = 1{,}59$ Тл вместо произвольно принятого 1,25 Тл. В результате расчета находим, что периодическая составляющая индукции $B_m = 0{,}2125$ Тл, максимальная средняя проницаемость стали $\mu_{d\text{м}} = 0{,}021$, а коэффициент размагничивания $N_p = 19\,952$. Допустимая магнитная проницаемость на частном цикле замкнутого магнитопровода $\mu_{d\ \text{доп}} = 0{,}00091$, а индукция $B_{\text{а. доп}} = 1{,}58$ Тл. Уточненное значение допустимой индукции отличается от полученного ранее примерно на 1 %. Это значение можно принять за расчетное, так как еще один цикл расчета дает значение $B_{\text{а. доп}}$, практически не отличающееся от предыдущего.

При полученной индукции $B_{\text{а. доп}} = 1{,}58$ Тл определяем максимальную эквивалентную проницаемость магнитопровода с зазорами

$$\mu_{d\ \text{э. м}} = B_{\text{а. доп}}/I_{0\ \text{а. м. уд}} = 1{,}58/(3{,}18\cdot 10^4) = 0{,}497\cdot 10^{-4}\ \text{Гн/м}.$$

Удельное сопротивление эквивалентной ветви намагничивания ТТ с зазором

$$z_{0\ \text{уд}} = \omega\mu_{d\ \text{э. м}} = 314\cdot 0{,}497\cdot 10^{-4} = 0{,}0156\ \text{Ом/м}.$$

Фазовый сдвиг между током и э. д. с. во вторичной цепи (см. стр. 59)

$$\alpha = \operatorname{arctg}\frac{x_{2\ \text{обм}} + x_{2\text{н}}}{r_{2\ \text{обм}} + r_{2\text{н}}} = \operatorname{arctg}\frac{1 + 40\cdot 0{,}6}{18 + 40\cdot 0{,}8} = 26{,}56^\circ;$$

$$\sin 26{,}56^\circ = 0{,}447.$$

Вычисляем удельное сопротивление ветви вторичного тока, используя выражение (4-23):

$$z_{2\ \text{уд}} = \frac{0{,}1\cdot 0{,}0156\,(0{,}1\cdot 0{,}447 + \sqrt{0{,}1^2\cdot 0{,}447^2 - 0{,}1^2 + 1})}{1 - 0{,}1^2} = 0{,}00166\ \text{Ом}.$$

Сопротивление ветви вторичного тока (см. стр. 59)

$$z_2 = \sqrt{(18 + 40\cdot 0{,}8)^2 + (1 + 40\cdot 0{,}6)^2} = 55{,}9\ \text{Ом}.$$

Находим площадь сечения магнитопровода трансформатора тока с зазором (см. стр. 143)

$$S_{\text{м}} = \frac{z_2 l_{\text{м}}}{z_{2\ \text{уд}}\omega_2^2} = \frac{55{,}9\cdot 2}{0{,}00166\cdot 3000^2} = 75\cdot 10^{-4}\ \text{м}^2.$$

После определения площади сечения магнитопровода приступаем к определению длины и числа зазоров. Для этого находим согласно (4-4)

$$l_{\text{з}}/l_{\text{ст}} = \mu_0 N_p = 4\pi\cdot 10^{-7}\cdot 19\,952 = 0{,}025.$$

Суммарный относительный зазор $l_{\text{з}\,\Sigma\,\text{геом}}/l_{\text{ст}}$ можно найти, воспользовавшись кривыми рис. 4-13. При $l_{\text{з}}/l_{\text{ст}} = 0{,}025$ и числе зазоров $n = 12$ суммарный относительный зазор имеем равным 0,034, а при $n = 8$ отношение $l_{\text{з}\,\Sigma\,\text{геом}}/l_{\text{ст}} = 0{,}0465$. Учитывая сказанное выше о выборе числа зазоров, следует принять $n = 12$. Магнитопровод с большим числом зазоров нецелесообразен из-за трудностей, связанных с усложнением технологии изготовления ТТ.

При средней длине магнитной силовой линии $l_{\text{м}} = 2$ и отношении $l_{\text{з}\,\Sigma\,\text{геом}}/l_{\text{ст}} = 0{,}034$ средняя длина силовой линии в стали магнитопровода будет

$$l_{\text{ст}} = \frac{l_{\text{м}}}{l_{\text{з}\,\Sigma\,\text{геом}}/l_{\text{ст}} + 1} = \frac{2}{0{,}034 + 1} = 1{,}934\ \text{м}.$$

При этом длина каждого зазора

$$l_{\text{з}} = (l_{\text{з}\,\Sigma\,\text{геом}}/l_{\text{ст}})\,l_{\text{ст}}/n = 0{,}034\cdot 1{,}934/12 = 0{,}00548\ \text{м}.$$

Полученные параметры линейного трансформатора тока с зазором ($S_{\text{м}} = 75$ см^2, $l_{\text{з}} = 0{,}548$ см, $n = 12$) обеспечивают относительный периодический ток намагничивания (полная погрешность) $I_{0*} = 0{,}1$, причем отклонение погрешности не превышает заданного значения, т. е. $D_{I_{0\ \text{доп}}} = 1{,}05$. Токовая погрешность трансформатора $f_i = 4{,}9$ %, а угловая погрешность δ не превышает 6°.

ЦентрМаг

Особенности расчета конструктивных параметров линейных каскадных трансформаторов тока. Важными конструктивными параметрами, которые определяются при расчете каскадных ТТ, являются также площадь сечения и зазор магнитопровода каждой ступени, обеспечивающие выполнение заданных технических требований.

Задача выбора этих параметров решается путем применения к каждой ступени рассмотренной методики конструирования одноступенчатых ТТ. При этом допустимая погрешность каскадного ТТ предварительно распределяется между его ступенями.

Ток намагничивания каскадного ТТ I_0 равен геометрической сумме токов отдельных ступеней. Для двухступенчатого ТТ выражение квадрата относительного тока намагничивания имеет вид

$$I_{0*}^2 = (I_{0*}^{в})^2 + A\,(I_{0*}^{н})^2 + 2B\,(I_{0*}^{н})^2\,(I_{0*}^{в})^2 + 2C\,(I_{0*}^{н})^2\,I_{0*}^{в}. \qquad (4\text{-}24)$$

Здесь

$$A = \frac{(z_0^{в})^2}{(z_0^{в})^2 + (z_2^{в})^2 + 2z_0^{в}z_2^{в}\sin\varphi_2^{в}};$$

$$B = \frac{z_0^{в}\left(z_2^{н} + z_0^{н}\sin\varphi_2^{н}\right)}{z_2^{н}\sqrt{(z_0^{в})^2 + (z_2^{в})^2 + 2z_0^{в}z_2^{в}\sin\varphi_2^{в}}};$$

$$C = \frac{\sqrt{\dfrac{z_0^{в}z_2^{н}}{(z_0^{в})^2 + (z_2^{в})^2 + 2z_0^{в}z_2^{в}\sin\varphi_2^{в}} - (I_{0*}^{н})^2\left(z_2^{н} + z_0^{н}\sin\varphi_2^{н}\right)}}{z_2^{н}},$$

где $z_0^{н}$, $z_0^{в}$ — сопротивления ветвей намагничивания нижней и верхней ступеней; $z_2^{н}$ — сопротивление вторичной ветви нижней ступени ТТ; $z_2^{в}$ — суммарное сопротивление нагрузки на верхнюю ступень каскадного ТТ.

Ввиду того что нагрузка верхней ступени обычно имеет индуктивный характер из-за значительного сопротивления рассеяния первичной обмотки нижней ступени, общую полную погрешность можно считать равной алгебраической сумме погрешностей обеих ступеней. Тогда формула (4-24) упрощается и принимает вид

$$I_{0*} = I_{0*}^{в} + I_{0*}^{н} = \frac{z_2^{в}}{\sqrt{(z_0^{в})^2 + (z_2^{в})^2 + 2z_0^{в}z_2^{в}\sin\varphi_2^{в}}} + \frac{z_2^{н}}{\sqrt{(z_0^{н})\,(+z_2^{н})^2 + 2z_0^{н}z_2^{н}\sin\varphi_2^{н}}}. \qquad (4\text{-}25)$$

Приближение, обусловленное использованием формулы (4-25) вместо (4-24), приводит к некоторому уменьшению допустимых погрешностей трансформации тока отдельными ступенями ка-

скадного ТТ. Поэтому для разделения погрешностей между ступенями целесообразно пользоваться соотношением (4-25), так как это упрощает расчет ТТ.

Разделение погрешностей между ступенями следует проводить таким образом, чтобы обеспечить оптимальную конструкцию каскадного ТТ в целом. При этом необходимо иметь в виду следующее. Верхняя ступень ТТ работает в наиболее тяжелых по сравнению с остальными ступенями условиях. Это обусловлено в основном двумя факторами. Во-первых, верхняя ступень вос принимает полный первичный ток, апериодическая составляющая которого затухает с постоянной времени T_1, определяемой параметрами сети. Во-вторых, верхняя ступень нагружена не только сопротивлением внешней нагрузки $z_{2н}$, но и сопротивлением обмоток последующих ступеней. Последнее может быть соизмеримо с величиной $z_{2н}$, а в некоторых случаях может и превышать ее. Последующая ступень находится в более легких условиях по сравнению с верхней. Первичным током для нее является вторичный ток верхней ступени, апериодическая составляющая которого затухает с постоянной времени, более чем на порядок меньшей постоянной T_1. Кроме того, она нагружена меньшим сопротивлением. В самых легких условиях работает нижняя ступень каскадного трансформатора тока.

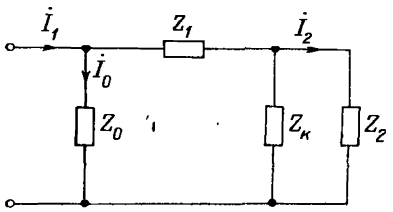
Учитывая, что площадь сечения магнитопровода при прочих равных условиях примерно обратно пропорциональна погрешности, для облегчения конструкции верхней ступени, работающей в более тяжелых условиях, допустимую погрешность каскада целесообразно распределить между ступенями таким образом, чтобы погрешность верхней ступени была возможно бо́льшей. С другой стороны, слишком малая погрешность нижней ступени тоже нежелательна, так как может привести к чрезмерному увеличению сечения магнитопровода нижней ступени и вызвать определенные трудности при ее конструировании, которые усугубляются при большом числе магнитопроводов (до пяти).

Анализ результатов расчета и конструирования линейных двухступенчатых каскадных ТТ показал, что полную погрешность нижней ступени $I^{н}_{0*}$ следует принимать не более (2—3) %.

Погрешность верхней ступени определяется соотношением (4-25). Определив допустимые погрешности ступеней, можно перейти непосредственно к определению их конструктивных параметров в соответствии с положениями, изложенными выше.

Емкостная корректирующая цепь. Требования высокого класса точности, необходимого для работы измерительных систем, и обеспечения допустимой погрешности в переходных режимах для релейных защит и систем автоматики противоречивы: для выполнения первого из них необходима высокая проницаемость магнитопровода, второго — существенное снижение ее для того, чтобы уменьшить сечение до приемлемых размеров. В случае некаскадных ТТ это противоречие легко устраняется выполне-

Рис. 4-14. Схема замещения ТТ с емкостной компенсирующей цепью



нием отдельных магнитопроводов для измерительного и релейного выходов. В каскадных ТТ обеспечить раздельную передачу информации для целей измерения и релейной защиты невозможно, так как при этом необходимо выполнять раздельно обмотки и основную, наиболее дорогую бумажно-масляную изоляцию. Это равносильно, по сути, изготовлению двух различных каскадных ТТ. Недостатками ТТ с зазором являются также зависимость погрешности от нагрузки и возможность пробоя верхней ступени волновыми токами из-за большой индуктивности рассеяния ее вторичной обмотки. Для преодоления указанных недостатков было предложено использовать емкостную корректирующую цепь (ЕКЦ) [87].

Рассмотрим условия компенсации и стабилизации погрешностей ТТ. Пусть на вторичные зажимы ТТ параллельно цепи нагрузки включена корректирующая цепь с комплексным сопротивлением $Z_к$ (рис. 4-14). При синусоидальном первичном токе соотношение между комплексными токами имеет вид

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_1 \frac{Z_0 Z_к}{Z_2 Z_н + (Z_1 + Z_0)(Z_2 + Z_к)}. \qquad (4\text{-}26)$$

Полная компенсация погрешностей ТТ, обеспечивающая равенство $\dot{I}_2 = \dot{I}_1$, возможна при условии

$$Z_к = -\frac{(Z_0 + Z_1) Z_2}{Z_1 + Z_2}. \qquad (4\text{-}27)$$

В случае каскадного ТТ $Z_0 = x_0^в - j\omega L_0^в$ — сопротивление эквивалентной ветви намагничивания верхней ступени, Ом; $Z_1 = r_{2\,обм}^в + jx_{2\,обм}^в$ — полное сопротивление вторичной обмотки верхней ступени, Ом; $Z_2 = r_2 + jx_2$ — суммарное сопротивление обмоток нижней и средней ступеней, а также вторичной нагрузки, приведенное ко вторичной обмотке верхней ступени.

Однако для выполнения условия (4-27) сопротивление $Z_к$ должно иметь отрицательную составляющую, что сложно реализовать. Кроме того, при реализации условия (4-27) погрешность ТТ будет зависеть от сопротивления нагрузки $z_{2н}$.

Выберем параметры корректирующей цепи так, чтобы обеспечить высокую стабильность погрешностей ТТ при их минимальных абсолютных значениях [89]. С этой целью установим, каким условиям должны удовлетворять сопротивления Z_0, Z_1, Z_2, чтобы ток $\dot{I}_2$ имел неизменное значение независимо от изменения мо-

Центрмаг

дуля Z_2 и его характера ($\cos\varphi$). Из равенства (4-26) следует, что для этого необходимо выполнить условие

$$Z_0 = Z_1 + Z_к = 0. \qquad (4\text{-}28)$$

Поскольку Z_0 и Z_1 в электромагнитном ТТ имеют индуктивный характер, необходимо $Z_к$ выполнить в виде конденсатора. Если $Z_1 = r_1 + j\omega L_1$, а $Z_к = r_к - j\frac{1}{\omega C_к}$, условие (4-28) можно записать в виде

$$r_1 + r_к = 0; \quad j\omega L_0 + j\omega L_1 \frac{1}{\omega C_к} = 0.$$

Запишем выражение для тока $\dot{I}_2$ в виде

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_1/(\dot{K}Z_2 + B), \qquad (4\text{-}29)$$

где

$$\left.\begin{aligned} \dot{K} &= \frac{r_1 + r_к + j(x_0 + x_1 - x_к)}{jx_0(r_к - jx_к)}; \\ \dot{B} &= \frac{r_1 + j(x_1 + x_0)}{jx_0}; \end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}30)$$

$x_0 = j\omega L_0$ — сопротивление ветви намагничивания ТТ.

Из (4-29) видно, что ток $\dot{I}_2$ не зависит от Z_2, если $\dot{K} = 0$, что возможно лишь при $r_1 = r_к = 0$. Очевидно, что последнее условие в точности выполнить нельзя. Активное сопротивление обмотки всегда имеет конечное и заметное значение. Сопротивление $r_к$, определяемое потерями в обкладках, диэлектрике, соединительных проводах конденсатора, обычно мало, однако и оно оказывает заметное влияние на погрешности ТТ. Вот почему важна методика выбора параметров корректирующей цепи с учетом влияния сопротивлений r_1 и $r_к$ и требуемой стабилизации погрешностей ТТ.

Методика выбора параметров корректирующей цепи при заданных погрешностях ТТ. Задача будет решена, если найдем такое значение $\dot{K}$, при котором изменение ΔZ_2 вызывает отклонение тока $\dot{I}_2$ как по величине, так и по углу, не превышающее допустимого заданного значения $\Delta\dot{I}_2$ [89]. При заданном первичном токе $\dot{I}_1$ ток $\dot{I}_2$, как это следует из выражения (4-29), определяется по величине и фазе выражением $F(Z_2) = \dot{K}Z_2 + B$. Обозначив через K', B', K'' и B'' соответственно действительные и мнимые части комплексных коэффициентов $\dot{K}$ и $\dot{B}$, выражение для $F(Z_2)$ представим в виде

$$F(Z_2) = (K' + jK'')(r_2 + jx_2) + B' + jB'' = F' + jF'',$$

где

$$F' = K'r_2 - K''x_2 + B'; \quad F'' = K''r_2 + K'x_2 + B''. \qquad (4\text{-}31)$$

ЦентрМаг

Так как F' и F'' — функции r_2 и x_2, составляющие $F(Z_2)$ для крайних значений нагрузки Z_2 в соответствии с (4-31) будут

$$F'_1 = K' r_{2\,\text{мин}} - K'' x_{2\,\text{мин}} + B';$$
$$F'_2 = K' r_{2\,\text{макс}} - K'' x_{2\,\text{макс}} + B';$$
$$F''_1 = K'' r_{2\,\text{мин}} + K' x_{2\,\text{мин}} + B'';$$
$$F''_2 = K'' r_{2\,\text{макс}} + K' x_{2\,\text{макс}} + B''.$$

Обозначая $r_{2\,\text{макс}} - r_{2\,\text{мин}} = \Delta r_2$, $x_{2\,\text{макс}} - x_{2\,\text{мин}} = \Delta x_2$, получаем

$$\Delta F' = F'_2 - F'_1 = K' \Delta r_2 - K'' \Delta x_2;$$
$$\Delta F'' = F''_2 - F''_1 = K'' \Delta r_2 + K' \Delta x_2.$$

Решение этой системы уравнений дает

$$K' = \frac{\begin{vmatrix} \Delta F' & -\Delta x_2 \\ \Delta F'' & \Delta r_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \Delta r_2 & -\Delta x_2 \\ \Delta x_2 & \Delta r_2 \end{vmatrix}}; \quad K'' = \frac{\begin{vmatrix} \Delta r_2 & \Delta F' \\ \Delta x_2 & \Delta F'' \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \Delta r_2 & -\Delta x_2 \\ \Delta x_1 & \Delta r_2 \end{vmatrix}}.$$

Зная составляющие коэффициента K, находим

$$Z_к = \frac{jx_0 + r_1 + jx_1}{(K' + jK'')\, jx_0 - 1}. \qquad (4\text{-}32)$$

Таким образом, выражение (4-32) определяет корректирующее сопротивление $Z_к$, которое при заданном изменении Z_2 (Δr_2 и Δx_2) обеспечивает предельное допустимое отклонение $\dot{I}_2$ как по величине, так и по фазе.

При первичном токе, изменяющемся по закону $i_1 = I_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1) = \text{Im}\, I_{1m} e^{j\omega t}$, многочлен

$$F(Z_2) = \frac{I_{1m} e^{j\varphi_1}}{I_{2m} e^{j\varphi_2}} = \frac{1}{f_i + 1} e^{-j\delta},$$

где f_i и δ — токовая и угловая погрешности.

Как видно из выражения (4-29), минимальная возможная погрешность определяется режимом $Z_2 = 0$ и зависит только от полного сопротивления вторичной обмотки. Поскольку сопротивление обмотки имеет активно-индуктивный характер, угловая погрешность всегда положительна, а токовая — отрицательна. Обозначив токовую и угловую погрешности, соответствующие этому режиму работы ТТ, $f_{i\,\text{мин}}$ и $\delta_{\text{мин}}$, найдем

$$F(Z_{2\,\text{мин}}) = \frac{1}{f_{i\,\text{мин}} + 1} e^{-j\delta_{\text{мин}}}, \qquad (4\text{-}33)$$

где

$$f_{i\,\text{мин}} = \frac{x_0}{\sqrt{x_0^2 + x_1^2 + r_1^2 + 2x_0 x_1}} - 1; \quad \delta = \arccos \frac{x_0 + x_1}{\sqrt{x_0^2 + x_1^2 + r_1^2 + 2x_0 x_1}}.$$

ЦНТ Маг

Определим, например, сопротивление корректирующей цепи для двухступенчатого ТТ, который имеет четыре релейные обмотки ($n_р = 4$) и одну измерительную класса точности 0,5 ($n_и = 1$). Вторичная нагрузка при $\cos\varphi_2 = 0{,}8$ на каждую релейную обмотку $z_{2\,н.\,р} = 40$ Ом и на измерительную обмотку $z_{2\,н.\,и} = 30$ Ом. Коэффициент трансформации нижней ступени $n_н^н = 20$. Сопротивления ветвей намагничивания и обмоток верхней и нижней ступеней, определенные на макете двухступенчатого ТТ и приведенные ко вторичной обмотке верхней ступени, равны: $x_0^в = 3{,}226$ Ом; $r_{2\,обм}^в = 0{,}04$ Ом; $x_{2\,обм}^в = 0$; $r_{1\,обм}^н = 0{,}235$ Ом;

$x_{1\,обм}^н = 0{,}546$ Ом; $\sum r_{2\,обм}^н = 0{,}027 \cdot 5 = 0{,}135$ Ом; $\sum x_{2\,обм}^н = 0$.

Если пренебречь для упрощения током, проходящим через сопротивление ветви намагничивания в корректирующей цепи $x_0^к$, то

$$Z_2 = r_2 + jx_2 = r_{1\,обм}^н + \sum r_{2\,обм}^н + \sum r_н^н + j\left(x_{1\,обм}^н + \sum x_{2\,обм}^н + \sum x_н^н\right),$$

где $\sum r_{2\,обм}^н$ — суммарное сопротивление пяти обмоток нижней ступени, приведенное к верхней ступени, Ом; $\sum r_н^н$ и $\sum x_н^н$ — суммарное активное и индуктивное сопротивления нагрузок всех пяти обмоток, приведенное к верхней ступени, Ом;

$$\sum r_н^н = (n_р z_{2н.\,р}\cos\varphi_2 + n_и z_{2н.\,н}\sin\varphi_2)/n_н^2 = (4 \cdot 40 \cdot 0{,}8 + 1 \cdot 30 \cdot 0{,}8)/20^2 = 0{,}38 \text{ Ом};$$

$$\sum x_н^н = (n_р z_{2н.\,р}\sin\varphi_2 + n_и z_{2н.\,н}\sin\varphi_2)/n_н^2 = (4 \cdot 40 \cdot 0{,}6 + 1 \cdot 30 \cdot 0{,}6)/20^2 = 0{,}285 \text{ Ом}.$$

Подставляя численные значения, находим

$$Z_2 = 0{,}235 + 0{,}135 + 0{,}38 + j(0{,}546 + 0{,}285) = 0{,}75 + j\,0{,}831 = 1{,}12\,e^{j\cos\varphi_2'} = 1{,}12\,e^{j47°50'};$$

$$\cos\varphi_2' = \frac{r_2}{z_2} = \frac{0{,}75}{1{,}12} = 0{,}671; \quad \varphi_2' = 47°50'.$$

Максимальное сопротивление $Z_{2\,макс}$, приведенное к верхней ступени, при $\cos\varphi_2' = 0{,}671$ будет $Z_{2\,макс} = 1{,}12e^{j47°50'} = 0{,}75 + j\,0{,}83$. Минимальное расчетное сопротивление $Z_{2\,мин}$ принимается равным нулю ($z_2 = 0$). Тогда

$$\Delta r_2 = r_{2\,макс} - r_{2\,мин} = 0{,}75 - 0 = 0{,}75 \text{ Ом};$$

$$\Delta x_2 = x_{2\,макс} - x_{2\,мин} = 0{,}83 - 0 = 0{,}83 \text{ Ом}.$$

ЦентрМаг

При максимальной нагрузке

$$F(Z_{2\text{макс}}) = \frac{1}{f_{i\,\text{макс}} + 1} e^{j\delta_{\text{макс}}} = \frac{1}{0{,}005 + 1} e^{j\,30'} =$$
$$= 0{,}995025 + j\,0{,}00868\ *.$$

При минимальной нагрузке

$$f_{i\,\text{мин}} = \frac{x_0^{\text{в}}}{\sqrt{(x_0^{\text{в}})^2 + (x_{2\,\text{обм}}^{\text{в}})^2 + (r_{2\,\text{обм}}^{\text{в}})^2 + 2x_0^{\text{в}}x_{2\,\text{обм}}^{\text{в}}}} - 1 =$$
$$= \frac{3{,}226}{\sqrt{3{,}226^2 + 0{,}04^2}} - 1 = -0{,}0000769 = -0{,}00769\ \%;$$

$$\delta_{\text{мин}} = \arccos \frac{x_0^{\text{в}}}{\sqrt{(x_0^{\text{в}})^2 + (x_{2\,\text{обм}}^{\text{в}})^2 + (r_{2\,\text{обм}}^{\text{в}})^2 + 2x_0^{\text{в}}x_{2\,\text{обм}}^{\text{в}}}} =$$
$$= \arccos \frac{3{,}226}{\sqrt{3{,}226^2 + 0{,}04^2}} = 42{,}6'_3$$

$$F(Z_{2\,\text{мин}}) = \frac{1}{-0{,}0000769 - 1} e^{-j42{,}6'} = 0{,}99923 - j0{,}0122;$$

$$\Delta F = F(Z_{2\,\text{макс}}) - F(Z_{2\,\text{мин}});$$
$$\Delta F' = 0{,}995025 - 0{,}999923 = -0{,}00490;$$
$$\Delta F'' = 0{,}00868 + 0{,}0122 = 0{,}02088.$$

Коэффициенты K' и K'' при $\Delta r_2 = 0{,}75$ и $\Delta x_2 = 0{,}83$ находим в соответствии с формулами $\Delta F' = K\,\Delta r_2 - K''\,\Delta x_2$ и $\Delta F'' = K''\,\Delta r_2 + K'\,\Delta x_2$; получаем $K' = 0{,}0111$ и $K'' = 0{,}0158$.

Корректирующее сопротивление, обеспечивающее при $\Delta r_2 = 0{,}75$ Ом и $\Delta x_2 = 0{,}83$ Ом изменение модуля тока $\dot{I}_2$ от минус 0,00769 % до 0,5 и фазы его от минус 30′ до плюс 40′, будет

$$Z_{\text{к}} = \frac{0{,}04 + j3{,}226}{(0{,}0111 + j0{,}0158)\,j3{,}226 - 1} =$$
$$= 0{,}0699 - j3{,}066 = 3{,}067e^{-j88°45'}.$$

При минимальной нагрузке ($z_{2\text{н}} = 0$) корректирующая цепь не оказывает влияния на погрешность верхней ступени. Погрешность ее определяется значениями $r_{2\,\text{обм}}^{\text{в}}$, $x_{2\,\text{обм}}^{\text{в}}$ и $x_0^{\text{к}}$.

Ввиду большого внутреннего сопротивления каскадного ТТ при изменении нагрузки релейных и измерительных обмоток от номинальной до нуля z_2 верхней ступени не равно нулю.

При $z_{2\text{н}}$ и приведенных выше параметрах

$$r_2 = r_{2\,\text{мин}} = r_{1\,\text{обм}}^{\text{н}} + r_{2\,\text{обм}}^{\text{н}} = 0{,}235 + 0{,}135 = 0{,}37\ \text{Ом};$$

$$x_2 = x_{2\,\text{мин}} = x_{1\,\text{обм}}^{\text{н}} + x_{2\,\text{обм}}^{\text{н}} = 0{,}546 + 0 = 0{,}546\ \text{Ом};$$
$$\Delta r_2 = r_{2\text{макс}} - r_{2\text{мин}} = 0{,}75 - 0{,}37 = 0{,}38\ \text{Ом};$$
$$\Delta x_2 = x_{2\,\text{макс}} - x_{2\,\text{мин}} = 0{,}831 - 0{,}546 = 0{,}285\ \text{Ом}.$$

---

* Напоминаем, что $e^{jz} = \cos z + j \sin z$, а $e^{-jz} = \cos z - j \sin z$.

Центрмат

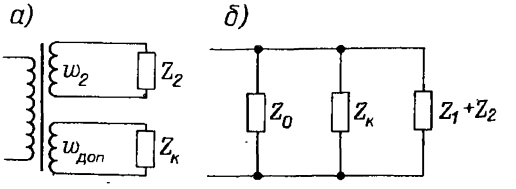


Рис. 4-15. Схема электрическая (*а*) и замещения (*б*) компенсированного ТТ с дополнительной обмоткой

Поэтому при найденном $Z_к = 3{,}067e^{j\,88°\,45'}$ изменение модуля тока составит (0,50—0,45) %, а изменение фазы будет $0° 30' \div 0$.

Экспериментальная проверка показывает, что при изменении первичного тока в диапазоне (0,05 — 1,2) $I_{1н}$ и нагрузки в возможном на практике диапазоне вторичный ток измерительной обмотки ТТ находится в пределах, определенных для класса точности 0,5.

В процессе изготовления компенсированных ТТ и их эксплуатации некоторые параметры (емкость, сопротивление обмоток), влияющие на условия компенсации, могут измениться, превысив допустимые значения, что приведет к увеличению погрешности. Требуемую точность ТТ можно обеспечить с помощью витковой коррекции. В этом случае компенсирующее сопротивление должно быть подключено к дополнительной обмотке (рис. 4-15).

Отметим, что нами не учитывались ограничения на частотную характеристику ТТ. Выбор параметров емкостной корректирующей цепи (ЕКЦ) и оптимальных параметров ТТ при этом существенно упрощался. При расчете оптимальных параметров каскадного ТТ с ЕКЦ следует использовать более полную и, следовательно, более точную схему замещения такого ТТ, чем схема на рис. 4-14. Это усложняет задачу настолько, что ее решение возможно лишь машинными методами.

Однако изложенный подход и методику целесообразно применять для выбора параметров корректирующей цепи готовых электромагнитных ТТ и для приближенной оценки этих параметров при создании новых ТТ.

4-5. РАСЧЕТ ПОГРЕШНОСТЕЙ ТРЕХСТУПЕНЧАТОГО КАСКАДНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА

Токовая погрешность трехступенчатого каскадного трансформатора тока (КТТ)

$$f_i^к = (1 + f_i^в)(1 + f_i^с)(1 + f_i^н) - 1. \qquad (4\text{-}34)$$

Анализ результатов многих расчетов и опыт конструирования макетных образцов двух- и трехступенчатых КТТ с немагнитным зазором в магнитопроводах с учетом требований, предъявляемых к КТТ, показал, что расчетное значение полной погрешности

средней ступени $\varepsilon^{с} = I_0^{с}/I_1^{с}$ и нижней ступени $\varepsilon^{н} = I_0^{н}/I_1^{н}$ должно быть в пределах 2—3 %. При известных параметрах схемы замещения можно считать, что токовые погрешности этих ступеней тоже определены. Учитывая незначительное различие в характере нагрузок на каждую ступень, при указанных погрешностях нижней и средней ступеней полная погрешность КТТ может быть представлена алгебраической суммой погрешностей:

$$\varepsilon^{к} = \frac{I_0^{к}}{I_1} = \frac{I_0^{в} + I_0^{с} + I_0^{н}}{I_1}. \qquad (4\text{-}35)$$

Неточность, обусловленная такой заменой, не превышает 1 % (в сторону запаса).

Однако воспользоваться выражением (4-35) для определения $I_0^{в}/I_1$ непосредственно нельзя, так как заданными являются $I_0^{с}/I_1^{с}$ и $I_0^{н}/I_1^{н}$, а не $I_0^{с}/I_1$ и $I_0^{н}/I_1$. Выразим $I_0^{с}/I_1$ и $I_0^{н}/I_1$ через полные погрешности средней и нижней ступеней.

Представим КТТ в виде пассивного четырехполюсника со входным током I_1 и выходным током I_2, обеспечивающего заданную полную погрешность $\varepsilon^{к} = I_{0*}^{к}$ при нагрузке $z_2^{н}$. Сопротивление эквивалентной ветви намагничивания этого четырехполюсника будет

$$z_{0э}^{к} = x_{0э}^{к} = -x_2^{н} + \sqrt{(x_2^{н})^2 - z_2^{н}\left[1 - \frac{1}{(I_{0*}^{к})^2}\right]},$$

где

$$z_2^{н} = x_{2н}^{н} + r_{2обм}^{н} + j\,(x_{2н} + x_{2обм}^{н}).$$

Зная параметры схемы замещения, определим токовую погрешность всего каскада

$$f_i^{к} = \frac{x_{0э}^{к}}{\sqrt{(x_{0э}^{к})^2 + (z_2^{н})^2 + 2x_{0э}^{к}x_2^{н}}} - 1. \qquad (4\text{-}36)$$

Из выражения (4-34) определяем токовую погрешность верхней ступени

$$f_i^{в} = \frac{f_i^{к} + 1}{(1 + f_i^{с})(1 + f_i^{н})} - 1.$$

Токи намагничивания средней и нижней ступеней, отнесенные к первичному току КТТ I_1, определяются выражениями:

$$\frac{I_0^{с}}{I_1} = \frac{\varepsilon^{с} I_1^{с}}{I_1} = \varepsilon^{с}(1 + f_i^{в});$$

$$\frac{I_0^{н}}{I_1} = \frac{\varepsilon^{н} I_1^{н}}{I_1} = \varepsilon^{н}(1 + f_i^{в})(1 + f_i^{с}).$$

Полная погрешность верхней ступени будет

$$\varepsilon^{в} = \frac{I_0^{в}}{I_1} = \varepsilon^{к} - \varepsilon^{с}(1 + f_i^{в}) - \varepsilon^{н}(1 + f_i^{в})(1 + f_i^{с}). \qquad (4\text{-}37)$$

ЦентрМаг

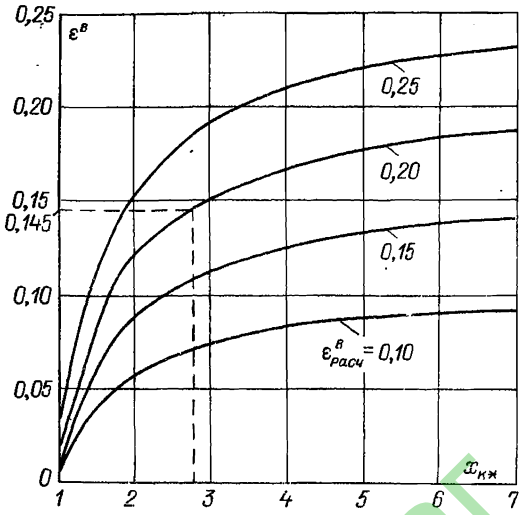


Рис. 4-16. Зависимости действительной полной погрешности верхней ступени КТТ в переходном режиме $\varepsilon^в$ от компенсирующего сопротивления $x_{к*}$ для ряда расчетных значений $\varepsilon^в_{расч}$

Площадь поперечного сечения магнитопровода ТТ при прочих равных условиях примерно обратно пропорциональна его полной погрешности. Поэтому с целью уменьшения массы верхней ступени, работающей в наиболее тяжелых условиях, допустимую полную погрешность каскадного ТТ целесообразно распределять между ступенями так, чтобы расчетная полная погрешность верхней ступени была возможно большей (10—20 %).

Как указано выше, класс точности КТТ при выполнении магнитопровода верхней и средней ступеней с немагнитным зазором можно обеспечить введением дополнительного магнитопровода с зазором и емкостной компенсацией погрешностей верхней ступени, а также витковой коррекцией средней и нижней ступеней. Выполнение магнитопровода верхней ступени составным (из основного, обеспечивающего требуемую точность в переходном режиме, и дополнительного для обеспечения класса точности) приводит к тому, что характеристика намагничивания в расчетном диапазоне первичных токов имеет два линейных участка. Эквивалентное сопротивление намагничивания магнитопровода на первом начальном участке $(x^в_0)'$ согласуется с сопротивлением корректирующей емкости. На втором участке, сопротивление намагничивания которого $(x^в_0)''$ определяется параметрами схемы замещения основного сердечника, ТТ работает в переходных режимах. Следует заметить, что емкость оказывает компенсирующее действие не только в номинальном режиме, но и в переходном. Несмотря на то, что компенсирующее действие

вследствие нарушения условий компенсации в этих режимах незначительно, оно все же позволяет уменьшить сечение магнитопровода верхней ступени примерно на 15—20 %.

На рис. 4-16 приведены зависимости между расчетной $\varepsilon^{в}_{расч}$ и действительной $\varepsilon^{в}$ полной погрешностью верхней ступени в переходном режиме при различном компенсирующем сопротивлении.

Наличие емкости обусловливает наличие во вторичном токе, наряду с вынужденной периодической и апериодической составляющими, свободных гармонических колебаний с частотой f^{s}, которая должна быть более 200 Гц.

На рис. 4-17 приведены зависимости частоты собственных колебаний во вторичном переходном токе КТТ f^{s} от компенсирующего сопротивления $x_{к*}$ для различных расчетных значений полной погрешности верхней ступени $\varepsilon^{в}_{расч}$. Зная погрешность, с которой должна работать верхняя ступень в переходном режиме, по зависимостям рис. 4-17 находим такое максимальное значение $\varepsilon^{в}_{расч}$ и значение $x_{к*}$ (обеспечивающее снижение $\varepsilon^{в}_{расч}$ в переходном режиме до значения $\varepsilon^{в}$), при которых в соответствии с зависимостями рис. 4-17 частота собственных колебаний еще будет удовлетворять условию $f^{s} \geqslant 200$ Гц. По полученному значению $\varepsilon^{в}_{расч}$ проводится дальнейший расчет параметров основного магнитопровода верхней ступени.

Определив параметры основного магнитопровода, можно определить площадь сечения и зазоры дополнительного магнитопровода. Средняя длина магнитной силовой линии в нем определяется

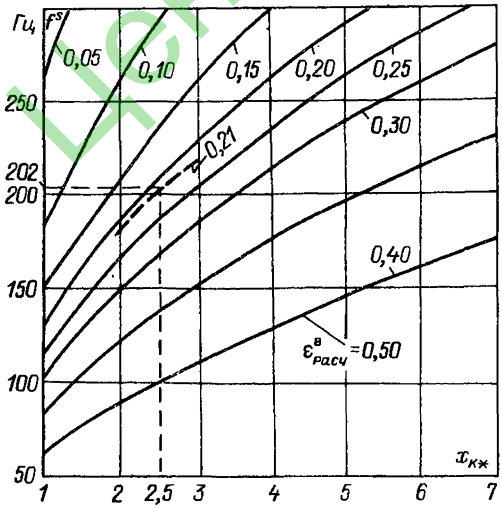


Рис. 4-17. Зависимости частоты собственных колебаний f^{s} во вторичном токе от компенсирующего сопротивления для ряда расчетных значений $\varepsilon^{в}_{расч}$

ЦентрМаг

основным магнитопроводом, а площадь сечения дополнительного магнитопровода определяется выражением

$$S_{\text{доп}} = S_{\text{осн}} \frac{\mu_{\text{э. осн}}}{\mu_{\text{э. доп}}} \left[\frac{x_{\text{к. расч}}}{(x_0^{\text{в}})''} - 1 \right]. \qquad (4\text{-}38)$$

Зазор в дополнительном магнитопроводе выбирается из условия устранения остаточной индукции. При выполнении этого условия относительная магнитная проницаемость дополнительного магнитопровода $\mu_{\text{э. доп}*}$ не должна превышать 500. Число зазоров дополнительного магнитопровода n равно числу зазоров основного сердечника.

Выполненный таким образом магнитопровод верхней ступени совместно с компенсирующей емкостью обеспечивает требуемую точность работы верхней ступени и каскадного ТТ в целом как в установившемся, так и в переходном режиме.

Компенсирующая емкость присоединяется к дополнительной обмотке $w_{2\,\text{доп}}^{\text{в}}$. Если номинальное сопротивление реальной емкости равно расчетному значению $x_{\text{к. расч}}$, то число витков дополнительной обмотки $w_{2\,\text{доп}}^{\text{в}} = w_2^{\text{в}}$. В противном случае число витков определяется выражением

$$w_{2\,\text{доп}}^{\text{в}} = w_2^{\text{в}} \sqrt{x_{\text{к}}/x_{\text{к. расч}}}.$$

Вводя витковую коррекцию на дополнительной обмотке $\Delta w_{2\,\text{доп}}^{\text{в}}$, можно получать заданную погрешность при отклонении емкости от номинальной. Зависимости $w_{2\,\text{доп}}^{\text{в}} = f\left(f_i^{\text{в}}, \delta^{\text{в}}\right)$ при различной емкости можно получить как расчетным путем, так и экспериментально. Для вычисления таких зависимостей можно воспользоваться выражениями:

$$f_i^{\text{в}} = (I_2 - 1) \cdot 100, \ \%;$$

$$\delta = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} \dot{I}_2}{\operatorname{Re} \dot{I}_2}, \ \text{рад},$$

где

$$I_2 = \frac{(Z_0^{\text{в}})' Z_{\text{к}}'}{(Z_0^{\text{в}})' Z_{\text{к}}' + Z_2^{\text{в}} [(Z_0^{\text{в}})' + Z_{\text{к}}']};$$

$$Z_{\text{к}}' = \left(r_{\text{к}} \frac{w_{2\,\text{доп}}^{\text{в}} \pm \Delta w_{2\,\text{доп}}^{\text{в}}}{w_{2\,\text{доп}}^{\text{в}}} - j x_{\text{к}} \right) \left(\frac{w_2^{\text{в}}}{w_{2\,\text{доп}}^{\text{в}}} \right)^2;$$

$r_{\text{к}} = r_{\text{к}}' + (r_{2\,\text{обм}}^{\text{в}})_{\text{доп}}$; Im и Re — мнимая и действительная части комплексного числа, а $r_{\text{к}}'$ — компенсирующее сопротивление.

Угловая погрешность трехступенчатого каскадного ТТ (в градусах) равна алгебраической сумме угловых погрешностей всех ступеней:

нижней

$$\delta^{н} = \arccos \frac{z_0^{н} + x_2^{н}}{\sqrt{(z_0^{н})^2 + (z_2^{н})^2 + 2z_0^{н}x_2^{н}}};$$

средней

$$\delta^{с} = \arccos \frac{z_0^{с} + x_2^{с}}{\sqrt{(z_0^{с})^2 + (z_2^{с})^2 + 2z_0^{с}x_2^{с}}};$$

верхней

$$\delta^{в} = \arccos \frac{(x_0^{в})'' + x_2^{в}}{\sqrt{(x_0^{в})''^2 + (z_2^{в})^2 + 2z_2^{в}(x_0^{в})''}}.$$

В этих формулах $z_0^{н}$, $z_0^{с}$ и $z_0^{в}$ — эквивалентные сопротивления ветвей намагничивания соответственно нижней, средней и верхней ступеней; $x_2^{н}$, $x_2^{с}$ и $x_2^{в}$ — индуктивные сопротивления ветвей вторичного тока соответственно нижней, средней и верхней ступеней; $z_2^{н}$, $z_2^{с}$ и $z_2^{в}$ — полные сопротивления ветвей вторичного тока соответственно в нижней, средней и верхней ступенях.

Последовательность приведения нагрузок к верхней ступени каскадного ТТ (см. рис. 4-18). 1. Суммарная вторичная нагрузка нижней ступени от всех приборов, подключенных в измерительную и релейные обмотки (в омах): активная $\sum r_{2н}^{н}$; индуктивная $\sum x_{2н}^{н}$; полная

$$\sum z_{2н}^{н} = \sqrt{(\sum r_{2н}^{н})^2 + (\sum x_{2н}^{н})^2}.$$

2. Сопротивление ветви вторичного тока нижней ступени: активное

$$r_2^{н} = \sum r_{2н}^{н} + \sum r_{2\,обм}^{н};$$

индуктивное

$$x_2^{н} = \sum x_{2н}^{н} + \sum x_{2\,обм}^{н};$$

полное

$$z_2^{н} = \sqrt{(r_2^{н})^2 + (x_2^{н})^2},$$

где $\sum r_{2\,обм}^{н}$ и $\sum x_{2\,обм}^{н}$ — соответственно суммарное активное и индуктивное сопротивления всех вторичных обмоток, Ом.

3. Сопротивление ветви вторичного тока нижней ступени, приведенное к первичной обмотке этой же ступени: активное

$$(r_2^{н})' = r_2^{н}(w_1^{н}/w_2^{н})^2;$$

индуктивное

$$(x_2^{н})' = x_2^{н}(w_1^{н}/w_2^{н})^2;$$

Центрпик

полное

$$(z_2^{н})' = z_2^{н}(w_1^{н}/w_2^{н})^2.$$

4. Сопротивление ветви вторичного тока средней ступени активное

$$r_2^{с} = (r_2^{н})' + r_{1\,обм}^{н} + r_{2\,обм}^{с};$$

индуктивное

$$x_2^{с} = (x_2^{н})' + x_{1\,обм}^{н} + x_{2\,обм}^{с};$$

полное

$$z_2^{с} = \sqrt{(r_2^{с})^2 + (x_2^{с})^2}.$$

5. Сопротивление ветви вторичного тока средней ступени, приведенное к ее первичной обмотке:
активное

$$(r_2^{с})' = r_2^{с}(w_1^{с}/w_2^{с})^2;$$

индуктивное

$$(x_2^{с})' = x_2^{с}(w_1^{с}/w_2^{с})^2;$$

полное

$$(z_2^{с})' = z_2^{с}(w_1^{с}/w_2^{с})^2.$$

6. Сопротивление ветви вторичного тока верхней ступени активное

$$r_2^{в} = (r_2^{с})' + r_{2\,обм}^{в};$$

индуктивное

$$x_2^{в} = (x_2^{с})' + x_{2\,обм}^{в};$$

полное

$$z_2^{в} = \sqrt{(r_2^{в})^2 + (x_2^{в})^2}.$$

Пример 4-2. Расчет конструктивных параметров трехступенчатого каскадного трансформатора тока с немагнитными зазорами в магнитопроводе. Исходные данные для расчета: номинальный первичный ток $I_{1н} = 4000$ А; кратность первичного тока $K = 10$; постоянная времени затухания апериодического первичного тока $T_1 = 0{,}3$ с; начальная фаза тока короткого замыкания $\alpha = 0$; номинальный вторичный ток $I_{2н} = 1$ А; частота тока 50 Гц. Нижняя ступень содержит пять вторичных обмоток на отдельных магнитопроводах.

Число витков первичных обмоток ступеней: верхней $w_1^{в} = 1$, средней $w_1^{с} = 150$, нижней $w_1^{н} = 100$. Число витков вторичных обмоток ступеней: верхней $w_2^{в} = 200$, средней $w_2^{с} = 150$, нижней $(w_2^{н})_1 = (w_2^{н})_2 = \ldots = (w_2^{н})_5 = 2000$. Номинальная вторичная нагрузка при $\cos\varphi_2 = 0{,}8$: измерительной обмотки нижней ступени $z_{2н.\,и} = 30$ В·А, релейных обмоток этой же ступени $(z_{2н.\,р})_1 = (z_{2н.\,р})_2 = (z_{2н.\,р})_3 = (z_{2н.\,р})_4 = 40$ В·А.

ЦентрМаг

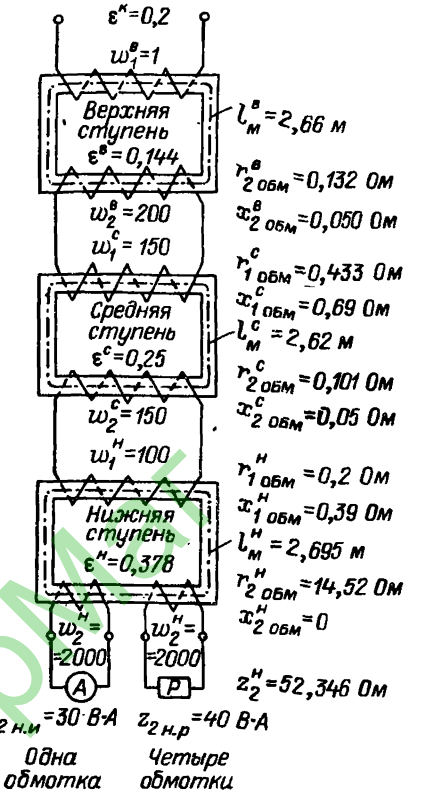


Рис. 4-18. Расчетная схема каскадного трансформатора тока

Полная погрешность ТТ в переходных режимах $\varepsilon^к = 0,2$. Допустимое отклонение этой погрешности от значения ее, соответствующего установившемуся режиму, $(\Delta I_0)^в_{доп} = (\Delta I_0)^с_{доп} = (\Delta I_0)^н_{доп} = 1,05$. Частота собственных колебаний во вторичных переходных токах $f^s = 200$ Гц. Характеристики стали магнитопровода при одновременном намагничивании переменным и постоянным полем приведены на рис. 4-10. Средняя длина магнитной силовой линии магнитопроводов ступеней: верхней $l^в_м = 2,66$ м, средней $l^с_м = 2,62$ м, нижней $l^н_м = 2,695$ м.

Сопротивление первичных обмоток ступеней: средней — активное $r^с_{1обм} = 0,433$ Ом, индуктивное $x^с_{1\,обм} = 0,69$ Ом; нижней — активное $r^н_{1\,обм} = 0,282$ Ом, индуктивное $x^н_{1\,обм} = 0,39$ Ом.

Сопротивление вторичных обмоток ступеней: верхней — активное $r^в_{2\,обм} = 0,132$ Ом, индуктивное $x^в_{2\,обм} = 0,05$ Ом; средней — активное $r^с_{2\,обм} = 0,101$ Ом, индуктивное $x^с_{2\,обм} = 0,05$ Ом; нижней — активное $(r^н_{2\,обм})_n = 14,52$ Ом, индуктивное $(x^н_{2\,обм})_n = 0$; $n = 1, 2, \ldots, 5$ — число обмоток. Расчетная схема приведена на рис. 4-18.

Определим конструктивные параметры ТТ (сечение магнитопровода, длина зазора и их число), емкость конденсатора.

1. *Расчет конструктивных параметров магнитопроводов нижней ступени.* Длина зазора нижней ступени выбирается из условия устранения остаточной индукции. Для этого достаточно при числе зазоров $n = 2$ обеспечить относительную эквивалентную магнитную проницаемость стали магнитопровода $\mu_{э*} \leqslant 1000$.

1. Определяем абсолютную эквивалентную магнитную проницаемость стали в магнитопроводе с зазором, принимая $\mu_{э*} = 765$ и абсолютную магнитную проницаемость воздуха $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} = 12,566 \cdot 10^{-7}$ Гн/м:

$$\mu^н_э = \mu_{э*}\mu_0 = 765 \cdot 12,566 \cdot 10^{-7} = 0,961 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/м}.$$

2. Находим удельное эквивалентное сопротивление ветви намагничивания, принимая $\omega = 2\pi f = 314,16$:

$$z^н_{0\,уд} = \omega\mu^н_э = 314,16 \cdot 0,961 \cdot 10^{-3} = 0,302 \text{ Ом/м}.$$

3. Задаемся допустимой полной погрешностью в переходном режиме $\varepsilon^н = 3,78\,\%$.

Центрмаг

4. Определяем относительный ток намагничивания в установившемся режиме

$$I^{н}_{0*} = \frac{\varepsilon^{н}}{(\Delta I_0)^{н}_{доп}} = \frac{0{,}0378}{1{,}05} = 0{,}036.$$

5. Определяем полное сопротивление ветви вторичного тока в релейной обмотке нижней ступени и его характер:

$$z^{н}_2 = \sqrt{\left(z_{2\,н.\,р}\cos\varphi_2 + r^{н}_{2\,обм}\right)^2 + \left(z_{2\,н.\,р}\sin\varphi_2 + x^{н}_{2\,обм}\right)^2} =$$

$$= \sqrt{(40\cdot 0{,}8 + 14{,}52)^2 + (40\cdot 0{,}6 + 0)^2} = 52{,}346 \text{ Ом};$$

$$\sin\alpha^{н}_2 = \frac{z_{2\,н.\,р}\sin\varphi_2 + x^{н}_{2\,обм}}{z^{н}_2} = \frac{40\cdot 0{,}6 + 0}{52{,}346} = 0{,}4586;$$

$$x^{н}_2 = z^{н}_2 \sin\alpha^{н}_2 = 52{,}346\cdot 0{,}4586 = 24 \text{ Ом}.$$

6. Находим удельное сопротивление ветви вторичного тока

$$z^{н}_{2\,уд} = \frac{I^{н}_{0*} z^{н}_{0\,уд}\left[I^{н}_{0*}\sin\alpha^{н}_2 + \sqrt{\left(I^{н}_{0*}\sin\alpha^{н}_2\right)^2 - \left(I_{0*}\right)^2 + 1}\right]}{1 + \left(I^{н}_{0*}\right)^2} =$$

$$= \frac{0{,}036\cdot 0{,}302\left(0{,}036\cdot 0{,}4586 + \sqrt{(0{,}036\cdot 0{,}4586)^2 - 0{,}036^2 + 1}\right)}{1 - 0{,}036^2} =$$

$$= 0{,}01106 \text{ Ом/м}.$$

7. Определяем действительную площадь сечения магнитопровода нижней ступени

$$S^{н}_{м} = \frac{z^{н}_2 l^{н}_{м}}{z^{н}_{2\,уд}\left(w^{н}_2\right)^2} = \frac{52{,}346\cdot 2{,}695}{0{,}01106\cdot 2000^2} = 0{,}00319 \text{ м}^2.$$

8. Определяем эквивалентное сопротивление ветви намагничивания

$$z^{н}_0 = \frac{z^{н}_{0\,уд} S^{н}_{м}\left(w^{н}_2\right)^2}{l^{н}_{м}} = \frac{0{,}302\cdot 0{,}00319\cdot 2000^2}{2{,}695} = 1430 \text{ Ом}.$$

9. Токовая погрешность нижней ступени с магнитопроводом, имеющим зазор, будет

$$f^{н}_t = \left[\frac{z^{н}_0}{\sqrt{\left(z^{н}_0\right)^2 + \left(z^{н}_2\right)^2 + 2z^{н}_0 x^{н}_2}} - 1\right]\cdot 100 =$$

$$= \left(\frac{1430}{\sqrt{1430^2 + 52{,}346^2 + 2\cdot 1430\cdot 24}} - 1\right)\cdot 100 = -1{,}7\ \%.$$

10. Угловая погрешность

$$\delta^{н} = \arccos\frac{z^{н}_0 + x^{н}_2}{\sqrt{\left(z^{н}_0\right)^2 + \left(z^{н}_2\right)^2 + 2z^{н}_0 x^{н}_2}} =$$

$$= \arccos\frac{1430 + 24}{\sqrt{1430^2 + 52{,}346^2 + 2\cdot 1430\cdot 24}} = 1°50'.$$

ЦентрМаг

Рис. 4-19. Зависимости $\mu_{э*} = f\,(l_{з\Sigma}/l_{ст})$ для магнитопровода поперечным сечением $S_м = 40$ см^2 при различном числе зазоров

11. Из рис. 4-19—4-21, где построены зависимости относительной эквивалентной магнитной проницаемости, от длины суммарного относительного геометрического зазора, при расчетном значении $\mu^н_{э*} = 765$ и числе зазоров $n = 2$ определяем экстраполяцией относительную длину зазора $l_{з\Sigma}/l_{ст} = 0{,}002$.

12. Находим среднюю длину магнитной силовой линии в стали магнитопровода

$$l^н_{ст} = \frac{l^н_м}{l_{з\Sigma}/l_{ст} + 1} = \frac{2{,}695}{0{,}002 + 1} = 2{,}69 \text{ м}.$$

13. Определяем длину суммарного зазора

$$l^н_з = \left(l_{з\Sigma}/l_{ст}\right) l^н_{ст} = 0{,}002 \cdot 2690 = 5{,}4 \text{ мм}.$$

14. Находим длину одного зазора

$$l^н_{1з} = l^н_з : 2 = 5{,}4 : 2 = 2{,}7 \text{ мм}.$$

II. *Расчет конструктивных параметров магнитопровода средней ступени.* Длина зазора в магнитопроводе средней ступени выбирается из условия устранения остаточной индукции.

1. Задаемся относительной эквивалентной магнитной проницаемостью стали магнитопровода $\mu^с_{э*} = 600$.

2. Определяем абсолютную эквивалентную магнитную проницаемость стали магнитопровода

$$\mu^с_э = \mu_0 \mu^с_{э*} = 12{,}566 \cdot 10^{-7} \cdot 600 = 0{,}754 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/м}.$$

ЦентрМаг

Рис. 4-20. Зависимости $\mu_{э*} = f\,(l_{з\Sigma}/l_{ст})$ для магнитопровода поперечным сечением $S_м = 80$ см^2 при различном числе зазоров

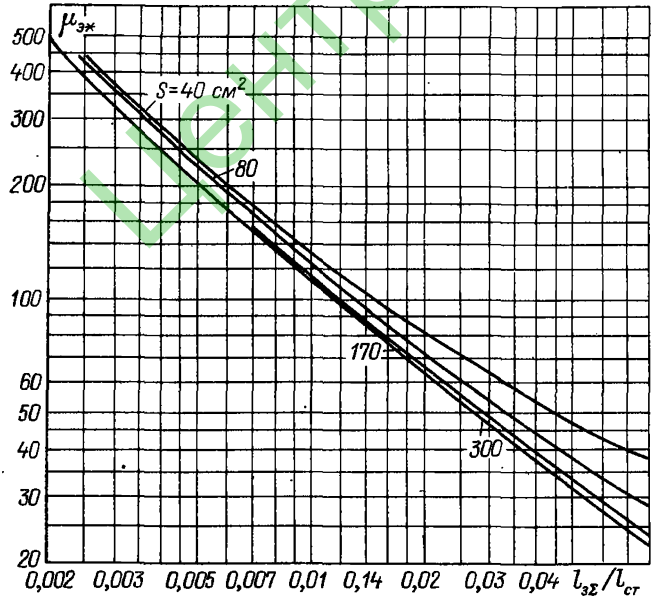


Рис. 4-21. Зависимости $\mu_{э*} = f\,(l_{з\Sigma}/l_{ст})$ для магнитопроводов различным сечением $S_м$ при числе зазоров $n = 8$

ЦентрМаг

3. Находим удельное эквивалентное сопротивление ветви намагничивания

$$z^{\text{с}}_{0\,\text{уд}} = \omega\mu^{\text{с}}_{\text{э}} = 314{,}16 \cdot 0{,}754 \cdot 10^{-3} = 0{,}2369 \quad \text{Ом/м}.$$

4. Задаемся допустимой полной погрешностью в переходном режиме $\varepsilon^{\text{с}} = 2{,}5\,\%$.

5. Определяем относительный ток намагничивания в установившемся режиме

$$I^{\text{с}}_{0*} = \frac{\varepsilon^{\text{с}}}{(\Delta I_0)^{\text{с}}_{\text{доп}}} = \frac{0{,}025}{1{,}05} = 0{,}0238.$$

6. Определяем полное сопротивление ветви вторичного тока средней ступени и его характер:

а) суммарное активное сопротивление нижней ступени

$$r^{\text{н}}_{2\Sigma} = \sum_{n=1}^{5} \left(r^{\text{н}}_{2\text{н}}\right)_n + \sum_{n=1}^{5} \left(r^{\text{н}}_{2\,\text{обм}}\right)_n = z_{2\,\text{н. н}} \cos\varphi_2 + 4z_{2\,\text{н. р}} \cos\varphi_2 + 5r^{\text{н}}_{2\,\text{обм}} =$$

$$= 24 + 32 \cdot 4 + 14{,}52 \cdot 5 = 224{,}60 \quad \text{Ом},$$

где n — число выходных обмоток нижней ступени;

б) суммарное индуктивное сопротивление нижней ступени

$$x^{\text{н}}_{2\Sigma} = \sum_{n=1}^{5} \left(x^{\text{н}}_{2\text{н}}\right)_n + \sum_{n=1}^{5} \left(x^{\text{н}}_{2\,\text{обм}}\right)_n = z_{2\,\text{н. н}} \sin\varphi_2 + 4z_{2\,\text{н. р}} \sin\varphi_2 + 5x^{\text{н}}_{2\,\text{обм}} =$$

$$= 18 + 24 \cdot 4 = 114 \quad \text{Ом};$$

в) активное и индуктивное сопротивления ветви вторичного тока нижней ступени, приведенные к ее первичной обмотке:

$$\left(r^{\text{н}}_{2\Sigma}\right)' = r^{\text{н}}_{2\Sigma} \left(\frac{w^{\text{н}}_1}{w^{\text{н}}_2}\right)^2 = 224{,}6 \cdot \left(\frac{100}{2000}\right)^2 = 0{,}562 \quad \text{Ом};$$

$$\left(x^{\text{н}}_{2\Sigma}\right)' = x^{\text{н}}_{2\Sigma} \left(\frac{w^{\text{н}}_1}{w^{\text{н}}_2}\right)^2 = 114 \cdot \left(\frac{100}{2000}\right)^2 = 0{,}285 \quad \text{Ом};$$

г) полное сопротивление ветви вторичного тока средней ступени

$$z^{\text{с}}_2 = \sqrt{\left[r^{\text{с}}_{2\,\text{обм}} + r^{\text{н}}_{1\,\text{обм}} + \left(r^{\text{н}}_{2\Sigma}\right)'\right]^2 + \left[x^{\text{с}}_{2\,\text{обм}} + x^{\text{н}}_{1\,\text{обм}} + \left(x^{\text{н}}_{2\Sigma}\right)'\right]^2} =$$

$$= \sqrt{(0{,}101 + 0{,}282 + 0{,}562)^2 + (0{,}05 + 0{,}39 + 0{,}285)^2} = 1{,}191 \ \text{Ом};$$

$$\sin\alpha^{\text{с}}_2 = \frac{x^{\text{с}}_{2\,\text{обм}} + x^{\text{н}}_{1\,\text{обм}} + \left(x^{\text{н}}_{2\Sigma}\right)'}{z^{\text{с}}_2} = \frac{0{,}725}{1{,}191} = 0{,}609,$$

где $x^{\text{с}}_2 = z^{\text{с}}_2 \sin\varphi^{\text{с}}_2 = 1{,}191 \cdot 0{,}609 = 0{,}725$ Ом.

7. Находим удельное сопротивление ветви вторичного тока средней ступени

$$z^{\text{с}}_{2\,\text{уд}} = \frac{I^{\text{с}}_{0*} z^{\text{с}}_{0\,\text{уд}} \left[I^{\text{с}}_{0*} \sin\alpha^{\text{с}}_2 + \sqrt{\left(I^{\text{с}}_{0*} \sin\alpha^{\text{с}}_2\right)^2 - \left(I^{\text{с}}_{0*}\right)^2 + 1}\right]}{1 - \left(I^{\text{с}}_{0*}\right)^2} =$$

$$= \frac{0{,}0238 \cdot 0{,}2369 \cdot [0{,}0238 \cdot 0{,}609 + \sqrt{(0{,}0238 \cdot 0{,}609)^2 - 0{,}0238^2 + 1}]}{1 - 0{,}0238^2} =$$

$$= 0{,}00572 \quad \text{Ом/м}.$$

ЦентрМаг

8. Определяем сечение магнитопровода средней ступени

$$S_{\text{м}}^{\text{с}} = \frac{z_2^{\text{с}} l_{\text{м}}^{\text{с}}}{z_{2\ \text{уд}}^{\text{с}} \left(w_2^{\text{с}}\right)^2} = \frac{1{,}191 \cdot 2{,}62}{0{,}00572 \cdot 150^2} = 0{,}02425 \text{ м}^2.$$

9. Определяем эквивалентное сопротивление ветви намагничивания средней ступени

$$z_0^{\text{с}} = \frac{z_{0\ \text{уд}}^{\text{с}} S_{\text{м}}^{\text{с}} \left(w_2^{\text{с}}\right)^2}{l_{\text{м}}^{\text{с}}} = \frac{0{,}2369 \cdot 0{,}02425 \cdot 150^2}{2{,}62} = 49{,}34 \text{ Ом}.$$

10. Номинальная токовая погрешность средней ступени будет

$$f_i^{\text{с}} = \left[\frac{z_0^{\text{с}}}{\sqrt{\left(z_0^{\text{с}}\right)^2 + \left(z_2^{\text{с}}\right)^2 + 2 z_0^{\text{с}} x_2^{\text{с}}}} - 1\right] \cdot 100 =$$

$$= \left[\frac{49{,}34}{\sqrt{49{,}34^2 + 1{,}191^2 + 2 \cdot 49{,}34 \cdot 0{,}725}} - 1\right] \cdot 100 = -1{,}47\ \%.$$

11. Угловая погрешность СС

$$\delta^{\text{с}} = \arccos \frac{z_0^{\text{с}} + x_2^{\text{с}}}{\sqrt{\left(z_0^{\text{с}}\right)^2 + \left(z_2^{\text{с}}\right)^2 + 2 z_0^{\text{с}} x_2^{\text{с}}}} =$$

$$= \arccos \frac{49{,}34 + 0{,}725}{\sqrt{49{,}34^2 + 1{,}191^2 + 2 \cdot 49{,}34 \cdot 0{,}725}} = 1°8'.$$

12. По кривым рис. 4-20 при расчетном значении $\mu_{э_*}^{\text{с}} = 600$ определяем относительную длину зазора * при $n = 2$

$$l_{\text{з}\Sigma} / l_{\text{ст}} = 0{,}0021.$$

13. Находим длину средней магнитной силовой линии в стали магнитопровода

$$l_{\text{ст}}^{\text{с}} = \frac{l_{\text{м}}^{\text{с}}}{l_{\text{з}\Sigma} / l_{\text{ст}} + 1} = \frac{2{,}62}{0{,}0021 + 1} = 2{,}6145 \text{ м}.$$

14. Определяем длину суммарного зазора в магнитопроводе

$$l_{\text{з}} = \left(l_{\text{з}\Sigma} / l_{\text{ст}}\right) l_{\text{ст}}^{\text{с}} = 2{,}6145 \cdot 0{,}0021 = 0{,}00549 \text{ м} = 5{,}49 \text{ мм}.$$

15. Находим длину одного зазора

$$l_{1\text{з}}^{\text{с}} = \frac{l_{\text{з}}^{\text{с}}}{2} = \frac{5{,}49}{2} = 2{,}745 \text{ мм}.$$

16. Определяем число витков вторичной обмотки средней ступени, которое необходимо отмотать, чтобы действительная токовая погрешность была равна нулю или близка к нему:

$$\Delta w_2^{\text{с}} = \frac{\left(f_{i\ \text{факт}}^{\text{с}} - f_i^{\text{с}}\right) w_2^{\text{с}}}{100} = \frac{-1{,}47 \cdot 150}{100} = -2{,}205.$$

---

* При площади $S_{\text{м}}$, большей 80 см^2, поперечное сечение магнитопровода сравнительно мало влияет на эту зависимость и, следовательно, рис. 4-20 можно использовать при $S_{\text{м}} > 80$ см^2 (в нашем примере $S_{\text{м}} = 242{,}5$ см^2).

Центрмаг

17. Отматываем $\Delta w_2^c = 2{,}2$ витка. Тогда действительная токовая погрешность средней ступени с учетом отмотки витков будет

$$f_{i\ \text{факт}}^{c} = -1{,}47 + 2{,}2 \cdot \frac{100}{150} = +0{,}003\ \%.$$

III. *Расчет конструктивных параметров магнитопровода верхней ступени.* Магнитопровод составной. Он состоит из двух магнитопроводов: основного и дополнительного.

Определение параметров основного магнитопровода: 1. Определяем эквивалентное сопротивление ветви намагничивания всего каскада при полной погрешности $\varepsilon^{к} = 0{,}2$:

$$z_0^{к} = x_0^{к} = -\left(\sum x_{2н}^{н}\right)' + \sqrt{\left(\sum x_{2н}^{н}\right)'^2 - \left(\sum z_{2н}^{н}\right)'^2 \left[1 - \left(\frac{1}{\varepsilon^{к}}\right)^2\right]} =$$

$$= -0{,}285 + \sqrt{0{,}285^2 - 0{,}475^2 \left(1 - \frac{1}{0{,}2^2}\right)} = 2{,}059 \quad \text{Ом},$$

где

$$\left(\sum z_{2н}^{н}\right)' = \left(z_{2\ н.\ н} + z_{2\ н.\ р} n\right)\left(w_1^{н}/w_2^{н}\right)^2 = (30 + 40 \cdot 4)\,(100/2000)^2 = 0{,}475 \quad \text{Ом}$$

— суммарная вторичная нагрузка ТТ, приведенная ко вторичной обмотке верхней ступени;

$$\left(\sum x_{2н}^{н}\right)' = \left(z_{2\ н.\ н} \sin\varphi_2 + z_{2\ н.\ р} \sin\varphi_2 n\right)\left(w_1^{н}/w_2^{н}\right)^2 =$$

$$= (30 \cdot 0{,}6 + 40 \cdot 0{,}6 \cdot 4)\,(100/2000)^2 = 0{,}285 \text{ Ом}.$$

2. Находим номинальную токовую погрешность каскада

$$f_i^{к} = \frac{x_0^{к}}{\sqrt{\left(x_0^{к}\right)^2 + \left(\sum z_{2н}^{н}\right)'^2 + 2 x_0^{к} \sum x_{2н}^{н}}} - 1 =$$

$$= \frac{2{,}059}{\sqrt{2{,}059^2 + 0{,}475^2 + 2 \cdot 2{,}059 \cdot 0{,}285}} - 1 = -0{,}1329.$$

3. Определяем токовую погрешность верхней ступени:

а) без обмотки витков во вторичной обмотке средней ступени

$$f_i^{в} = \frac{f_i^{к} + 1}{\left(1 + f_i^{c}\right)\left(1 + f_i^{н}\right)} - 1 = \frac{1 - 0{,}1329}{(1 - 0{,}0147)\,(1 - 0{,}017)} - 1 = -0{,}1047;$$

б) с отмоткой 2,2 витка во вторичной обмотке средней ступени

$$f_i^{в} = \frac{f_i^{к} + 1}{\left(1 + f_{i\ \text{факт}}^{c}\right)\left(1 + f_i^{н}\right)} - 1 = \frac{1 - 0{,}1329}{(1 + 0{,}003)\,(1 - 0{,}017)} - 1 = -0{,}1205.$$

4. Определяем полную погрешность верхней ступени в переходных режимах:

а) без отмотки витков во вторичной обмотке средней ступени

$$\varepsilon^{в} = \varepsilon^{к} - \varepsilon^{c}\left(1 + f_i^{в}\right) - \varepsilon^{н}\left(1 + f_i^{в}\right)\left(1 + f_i^{c}\right) =$$

$$= 0{,}2 - 0{,}025\,(1 - 0{,}1047) - 0{,}0378\,(1 - 0{,}1047)\,(1 - 0{,}0147) = 0{,}144;$$

б) с отмоткой 2,2 витка во вторичной обмотке средней ступени

$$\varepsilon^{в} = \varepsilon^{к} - \varepsilon^{c}\left(1 + f_i^{в}\right) - \varepsilon^{н}\left(1 + f_i^{в}\right)\left(1 + f_i^{c}\right) =$$

$$= 0{,}2 - 0{,}025\,(1 - 0{,}1205) - 0{,}0378\,(1 - 0{,}1205)\,(1 + 0{,}003) = 0{,}145.$$

Центрмаг

5. Пользуясь кривыми рис. 4-16, находим максимальное возможное значение $\varepsilon^{в}_{расч}$, соответствующее определенному в п. 4 значению $\varepsilon^{в} = 0{,}145$. Это будут $\varepsilon^{в}_{расч} \geqslant 0{,}2$. Им соответствует $x_{к*} \leqslant 2{,}75$. Затем задаемся значением $f^{s} =$ $= 202$ Гц и на рис. 4-17 находим такие $x_{к*}$ и $\varepsilon^{в}_{расч}$, при которых частота f^{s} окажется равной 202. Этому условию соответствует расчетная относительная компенсирующая емкость $x_{к*} = 2{,}5$, при которой $f^{s} = 202$ Гц, а расчетная полная погрешность верхней ступени в переходном режиме $\varepsilon^{в}_{расч} = 0{,}21$.

6. Определяем полное сопротивление ветви вторичного тока верхней ступени и его характер.

Приведенное сопротивление ветви вторичного тока средней ступени к ее первичной обмотке будет

$$(r^{с}_{2})' = [r^{с}_{2\,обм} + r^{н}_{1\,обм} + (r^{н}_{2\Sigma})'] \left(\frac{w^{с}_{1}}{w^{с}_{2}}\right)^{2} =$$

$$= (0{,}101 + 0{,}282 + 0{,}562) \left(\frac{150}{150}\right)^{2} = 0{,}945 \text{ Ом};$$

$$(x^{с}_{2})' = [x^{с}_{2\,обм} + x^{н}_{1\,обм} + (x^{н}_{2\Sigma})'] \left(\frac{w^{с}_{1}}{w^{с}_{2}}\right)^{2} =$$

$$= (0{,}05 + 0{,}39 + 0{,}285) \left(\frac{150}{150}\right)^{2} = 0{,}725 \text{ Ом};$$

полное сопротивление ветви вторичного тока верхней ступени будет

$$z^{в}_{2} = \sqrt{[r^{в}_{2\,обм} + r^{с}_{1\,обм} + (r^{с}_{2})']^{2} + [x^{в}_{2\,обм} + x^{с}_{1\,обм} + (x^{с}_{2})']^{2}} =$$

$$= \sqrt{(0{,}132 + 0{,}433 + 0{,}945)^{2} + (0{,}05 + 0{,}69 + 0{,}725)^{2}} = 2{,}104 \text{ Ом};$$

$$\sin \alpha^{в}_{2} = \frac{x^{в}_{2}}{z^{в}_{2}} = \frac{x^{в}_{2\,обм} + x^{с}_{1\,обм} + (x^{с}_{2})'}{z^{в}_{2}} = \frac{1{,}465}{2{,}104} = 0{,}6964;$$

$$\alpha^{в}_{2} = 44{,}13^{\circ}; \quad \cos \alpha^{в}_{2} = 0{,}7178;$$

$$r^{в}_{2} = z^{в}_{2} \cos \alpha^{в}_{2} = 2{,}104 \cdot 0{,}7178 = 1{,}51 \text{ Ом};$$

$$x^{в}_{2} = z^{в}_{2} \sin \alpha^{в}_{2} = 2{,}104 \cdot 0{,}6964 = 1{,}465 \text{ Ом}.$$

7. Определяем амплитуду удельного первичного периодического тока

$$I_{1\,пер\,m\,уд} = \frac{I_{1н} K \sqrt{2} w_{1н}}{l_{м}} = \frac{4000 \cdot 10\ \sqrt{2} \cdot 1{,}0}{2{,}66} = 21\,266 \text{ А/м}.$$

8. Вычисляем относительный периодический ток намагничивания в установившемся режиме

$$I^{в}_{0*} = \frac{\varepsilon^{в}_{расч}}{(\Delta I_{0})^{в}_{доп}} = \frac{0{,}21}{1{,}05} = 0{,}2.$$

9. Определяем амплитуду удельного периодического тока намагничивания

$$I^{в}_{0\,пер\,m\,уд} = I_{1\,пер\,m\,уд} I^{в}_{0*} = 21\,266 \cdot 0{,}2 = 4253 \text{ А/м}.$$

ЦентрМаг

10. Находим постоянную времени ветви вторичного тока верхней ступени

$$T_2 = \frac{x_2^{\text{в}}}{\omega r_2^{\text{в}}} = \frac{1{,}465}{314{,}16 \cdot 1{,}51} = 0{,}00309 \text{ с}.$$

11. Вычисляем постоянную времени вторичной цепи

$$T' = \frac{1}{\omega}\sqrt{\frac{1 + \omega^2 T_2^2}{\left(I_{0*}^{\text{в}}\right)^2} - 1} = \frac{1}{314{,}16}\sqrt{\frac{1 + (314{,}16 \cdot 0{,}00309)^2}{0{,}2^2} - 1} =$$

$$= 0{,}022 \text{ с}.$$

12. Определяем удельный максимальный апериодический ток намагничивания

$$i_{0\text{ а. м. уд}} = I_{1\text{ пер }m\text{ уд}} \frac{T_1 - T_2}{T_1} \times$$

$$\times \left[\frac{T_1}{T'} + \frac{T_1 (1 + \omega^2 T_2 T')(T' - T_1)}{T' (1 + \omega^2 T'^2)(T_1 - T_2)}\right]^{\frac{T'}{T' - T_1}} =$$

$$= 21\,266 \cdot \frac{0{,}3 - 0{,}00309}{0{,}3}\left[\frac{0{,}3}{0{,}022} + \right.$$

$$\left. + \frac{0{,}3 (1 + 314{,}16^2 \cdot 0{,}00309 \cdot 0{,}022)(0{,}022 - 0{,}3)}{0{,}022 (1 + 314{,}16^2 \cdot 0{,}022^2)(0{,}3 - 0{,}00309)}\right]^{\frac{0{,}022}{0{,}022 - 0{,}3}} = 17\,337 \text{ А/м}.$$

13. Задаемся произвольным значением индукции $B_{\text{а}} = 1{,}5$ Тл.

14. Определяем эквивалентную магнитную проницаемость магнитопровода и ее относительное значение:

$$\mu_{d\text{ э. м}} = \frac{B_{\text{а}}}{i_{0\text{ а. м. уд}}} = \frac{1{,}5}{17\,337} = 0{,}865 \cdot 10^{-4} \text{ Гн/м};$$

$$\mu_{\text{э}*} = \frac{\mu_{d\text{ э. м}}}{\mu_0} = \frac{0{,}865 \cdot 10^{-4}}{12{,}566 \cdot 10^{-7}} = 68{,}8.$$

15. Находим периодическую составляющую индукции

$$B_m = \mu_{d\text{ э. м}} I_{0\text{ пер }m\text{ уд}} = 0{,}865 \cdot 10^{-4} \cdot 4253 = 0{,}368 \text{ Тл}.$$

16. По кривой рис. 4-10 определяем относительную магнитную проницаемость магнитопровода, соответствующую найденному значению B_m при $B_{\text{а}} = 0$:

$$\mu_* = \mu_d / (4\pi \cdot 10^{-7}) = 0{,}02538 / (4\pi \cdot 10^{-7}) = 20\,200.$$

17. Определяем коэффициент

$$N_\sim = \frac{1}{\mu_{\text{э}*}} - \frac{1}{\mu_*} = \frac{1}{68{,}8} - \frac{1}{20\,200} = 0{,}0145.$$

18. Находим допустимую относительную магнитную проницаемость, определив предварительно значение $\Delta\mu_{\text{э}}$:

$$\Delta\mu_{\text{э}} = \frac{\omega \varepsilon_{\text{расч}}^{\text{в}} T_2 - \sqrt{1 - \left(\varepsilon_{\text{расч}}^{\text{в}}\right)^2 + \omega^2 T_2^2}}{\left(\Delta I_0\right)_{\text{доп}}^{\text{в}} \left[\omega I_{0*}^{\text{в}} T_2 - \sqrt{1 - \left(I_{0*}^{\text{в}}\right)^2 + \omega^2 T_2^2}\right]} =$$

$$= \frac{314{,}16 \cdot 0{,}21 \cdot 0{,}00309 - \sqrt{1 - 0{,}21^2 + 314{,}16^2 \cdot 0{,}00309^2}}{1{,}05 \left[314{,}16 \cdot 0{,}2 \cdot 0{,}00309 - \sqrt{1 - 0{,}2^2 + 314{,}16^2 \cdot 0{,}00309^2}\right]} = 0{,}9434;$$

$$\mu'_{\text{э. доп}} = \frac{\Delta\mu_{\text{э}}}{N_\sim (1 - \Delta\mu_{\text{э}}) - \frac{1}{\mu_*}} = \frac{0{,}9434}{0{,}0145 (1 - 0{,}9434) + \frac{1}{20\,200}} = 1084.$$

Центрмаг

19. По кривым рис. 4-10 определяем индукцию $B_{\text{а. доп}}$, соответствующую найденным значениям $B_m = 0{,}368$ Тл и $\mu'_{*\,\text{доп}} = \mu_э \mu_0 = 1084 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} = 0{,}00137$ Гн/м,

$$B_{\text{а. доп}} = 1{,}57 \text{ Тл}.$$

Выполнив аналогичный расчет по пп. 14—19 при $B_{\text{а}} = B_{\text{а. доп}} = 1{,}57$ Тл с целью его уточнения, получим $B_{\text{а. доп}} = 1{,}56$ Тл.

20. Вычисляем эквивалентную магнитную проницаемость магнитопровода с зазором и ее относительное значение:

$$\mu_{dэ} = \frac{B_{\text{а. доп}}}{i_{0\,\text{а. м. уд}}} = \frac{1{,}56}{17\,337} = 0{,}899 \cdot 10^{-4} \text{ Гн/м};$$

$$\mu_{э*} = \frac{\mu_{dэ}}{\mu_0} = \frac{0{,}899 \cdot 10^{-4}}{12{,}566 \cdot 10^{-7}} = 71{,}54.$$

21. Определяем эквивалентное удельное сопротивление ветви намагничивания

$$z^{\text{в}}_{0\,\text{уд}} = \omega \mu_{dэ} = 314{,}16 \cdot 0{,}899 \cdot 10^{-4} = 0{,}0282 \text{ Ом/м}.$$

22. Находим удельное сопротивление ветви вторичного тока

$$z^{\text{в}}_{2\,\text{уд}} = \frac{I^{\text{в}}_{0*} z^{\text{в}}_{0\,\text{уд}} \left[I^{\text{в}}_{0*} \sin \alpha^{\text{в}}_2 + \sqrt{\left(I^{\text{в}}_{0*} \sin \alpha^{\text{в}}_2 \right)^2 - \left(I^{\text{в}}_{0*} \right)^2 + 1} \right]}{1 - \left(I^{\text{в}}_{0*} \right)^2} =$$

$$= \frac{0{,}2 \cdot 0{,}0282 \left[0{,}2 \cdot 0{,}6964 + \sqrt{(0{,}2 \cdot 0{,}6964)^2 - 0{,}2^2 + 1} \right]}{1 - 0{,}2^2} = 0{,}006632 \text{ Ом/м}.$$

23. Находим сечение основного магнитопровода верхней ступени

$$S^{\text{в}}_{\text{осн}} = \frac{z^{\text{в}}_2 l^{\text{в}}_{\text{м}}}{z^{\text{в}}_{2\,\text{уд}} \left(w^{\text{в}}_2 \right)^2} = \frac{2{,}104 \cdot 2{,}66}{0{,}006632 \cdot 200^2} = 0{,}0211 \text{ м}^2.$$

24. Определяем сопротивление ветви намагничивания основного магнитопровода верхней ступени

$$z^{\text{в}}_0 = \left(x^{\text{в}}_0 \right)'' = \frac{z^{\text{в}}_{0\,\text{уд}} S^{\text{в}}_{\text{осн}} \left(w^{\text{в}}_2 \right)^2}{l^{\text{в}}_{\text{м}}} = \frac{0{,}0282 \cdot 0{,}0211 \cdot 200^2}{2{,}66} = 8{,}95 \text{ Ом},$$

25. По характеристикам рис. 4-20 при $\mu_{э*} = 71{,}54$ определяем относительный зазор $l_{з\Sigma}/l_{\text{ст}} = 0{,}025$ при $n = 4$.

26. Находим среднюю длину магнитной силовой линии в стали магнитопровода

$$l_{\text{ст}} = \frac{2{,}66}{0{,}025 + 1} = 2{,}595 \text{ м}.$$

27. Определяем суммарный зазор

$$l^{\text{в}}_{з\Sigma} = 0{,}025 \cdot 2595 = 64{,}8 \text{ мм}.$$

28. Находим длину одного зазора основного магнитопровода

$$l_{\text{из}} = 64{,}8/4 = 16{,}2 \text{ мм}.$$

Определение параметров дополнительного магнитопровода: 29. Определяем сопротивление компенсирующей емкости

$$x_{\text{к. расч}} = x_{\text{к}*} \left(x^{\text{в}}_0 \right)''_1 = 2{,}5 \cdot 8{,}95 = 22{,}375 \text{ Ом}.$$

30. Принимаем относительную эквивалентную магнитную проницаемость дополнительного магнитопровода $\mu_{э.\,\text{доп}\,*} \leqslant 500$.

31. Определяем эквивалентную магнитную проницаемость дополнительного магнитопровода

$$\mu_{э.\,доп} = \mu_{э.\,доп*}\mu_0 = 500 \cdot 12{,}566 \cdot 10^{-7} = 0{,}628 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/м}.$$

32. Вычисляем сечение дополнительного магнитопровода

$$S^{в}_{доп} = S^{в}_{осн} \frac{\mu_{э*}}{\mu_{э.\,доп*}} \left(\frac{x_{расч}}{(x^{в}_0)''} - 1 \right) =$$

$$= 0{,}0211 \cdot \frac{71{,}54}{500} \left(\frac{22{,}375}{8{,}95} - 1 \right) = 0{,}0045 \text{ м}^2.$$

33. По кривым рис. 4-19 при $\mu_{э.\,доп*} = 500$ и $n = 4$ определяем относительный зазор в магнитопроводе $l_{зΣ}/l_{ст} = 0{,}0024$.

34. Находим среднюю длину магнитной силовой линии в стали магнитопровода

$$l^{в}_{ст} = \frac{2{,}66}{0{,}0024 + 1} = 2{,}654 \text{ м}.$$

35. Определяем суммарный зазор в магнитопроводе

$$l^{в}_{зΣ} = 0{,}0024 \cdot 2654 = 6{,}4 \text{ мм}.$$

36. Находим длину одного зазора

$$l_{1з} = 6{,}4/4 = 1{,}6 \text{ мм}.$$

37. Исходя из испытательного напряжения изоляции вторичной обмотки верхней ступени и условий работы КТТ выбираем конденсатор типа КС1-1,05-37,5-2ХЛ ($C = 108$ мкФ, $x_к = 29{,}47$ Ом, $r_к = 0{,}10$ м).

38. Определяем число внтков дополнительной обмотки

$$w^{в}_{2\,доп} = w^{в}_{2н} \sqrt{\frac{x_к}{x_{к.\,расч}}} = 200 \sqrt{\frac{29{,}47}{22{,}375}} = 229{,}53 \approx 230.$$

39. По кривым рис. 4-16 проводим коррекцию витков дополнительной обмотки таким образом, чтобы погрешность измерительной обмотки КТТ удовлетворяла требуемому классу точности.

4-6. ОБЩИЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТТ

Задача проектирования ТТ до недавнего времени, когда учитывались только установившиеся режимы работы, решалась путем поиска какого-либо одного варианта выполнения, удовлетворяющего техническим требованиям. Между тем обычно существует определенная область строго допустимых решений, т. е. решений, удовлетворяющих технологическим требованиям, из которой можно выбрать наиболее приемлемое, оптимальное.

При учете переходных режимов число факторов, влияющих на результат проектирования, существенно возрастает. На основе изложенных выше методов и методик расчета можно и в этом случае отыскать один из вариантов решения задачи. Однако из-за большого числа влияющих факторов отыскать оптимальное решение при таком подходе практически невозможно. Между

ЦентрМаг

тем неоптимальное решение с учетом переходных режимов может оказаться не только несовершенным, дорогим, но и вообще технически не осуществимым, например из-за больших габаритов и массы ТТ. Такое положение потребовало новых методов создания и проектирования ТТ, основанных на использовании современных средств вычислительной техники.

Существуют хорошо известные классические методы синтеза электрических цепей, позволяющие находить оптимальные решения. Они принципиально могут обеспечить не только параметрическую, но и структурную оптимизацию. Однако их применение в данном случае не представляется возможным вследствие жестких ограничений на структуру и параметры ТТ. Поэтому целесообразно принять следующий общий путь создания и проектирования ТТ.

На первом этапе из совокупности физических эффектов, использование которых возможно для построения ТТ, выбирается наиболее полно обеспечивающий реализацию предъявляемых к ТТ требований.

На втором этапе проектирования обосновывается принцип работы и выбирается структура ТТ. Этот этап с некоторой условностью можно назвать этапом структурной оптимизации. Задача состоит в том, чтобы среди возможных решений выбрать такое, при котором ТТ имеет простейшую структуру, требует минимального числа элементов, минимальных затрат и, самое важное, обеспечивает необходимую точность передачи информации. Эта задача, как и предыдущая, в настоящее время не может быть формализована и поручена ЭВМ. Для ее решения применительно к ТТ нами использовались результаты, полученные выше, в частности набор ТТ для различных условий работы (ТРХ, ТРУ, ТР, ТРХУ) *, корректирующие цепи (например, ЕКЦ), место их присоединения и другое.

Третьим этапом является определение параметров ТТ выбранной структуры. Задача может решаться вручную. При этом осуществляется поиск одного какого-либо варианта (обычно неоптимального), удовлетворяющего техническим требованиям. Однако в случае ТТ сложной структуры более успешно она может решаться на ЭВМ как задача параметрического синтеза. Подробно эта задача рассмотрена в [96].

Поскольку решения, принятые на первом этапе создания ТТ, обычно не меняются, процесс синтеза ТТ с оптимальными характеристиками сводится, по сути, к итеративному решению двух

---

* ТРХ — преобразователь с замкнутым магнитопроводом с нормированными характеристиками в динамическом режиме; ТРУ — преобразователь с минимальным зазором в магнитопроводе; ТР — преобразователь с магнитопроводом с зазором, который обеспечивает линейность преобразования во всех режимах работы.

задач: обоснованию и выбору структуры ТТ (структурной оптимизации) и определению параметров ТТ заданной структуры (параметрической оптимизации).

По результатам третьего этапа осуществляется четвертый этап проектирования ТТ — разработка технической документации на создаваемое устройство.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ТРАНСФОРМАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

5-1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Принцип действия измерительного трансформатора постоянного тока (ТПТ) основан на свойстве обмотки (катушки), наложенной на ферромагнитный магнитопровод, изменять свое индуктивное сопротивление при изменении магнитной индукции в магнитопроводе. Основными измерительными элементами ТПТ являются (рис. 5-1): 1) два одинаковых магнитопровода *M1* и *M2*; 2) первичная обмотка w_1, наложенная на оба магнитопровода; 3) две раздельные вторичные обмотки w_2' и w_2'', имеющие одинаковое число витков ($w_2' = w_2'' = w_2$); каждая из этих обмоток охватывает только один магнитопровод.

Первичная обмотка включена в цепь постоянного тока высокого напряжения (в рассечку проводника). По ней проходит постоянный измеряемый ток I_1, называемый *первичным током трансформатора*.

Вторичные обмотки w_2' и w_2'' соединяются последовательно и встречно и подключаются к источнику синусоидального напряжения $U_\sim$. По вторичным обмоткам ТПТ проходит переменный ток I_2, называемый *вторичным током трансформатора* (током нагрузки).

Вторичный ток ТПТ выпрямляется посредством выпрямителя, собранного по мостовой схеме. Рабочая нагрузка $r_{2н}$ обычно включается в цепь выпрямленного вторичного тока, как это показано на рис. 5-1. В некоторых случаях, когда например, необходимо включаемую аппаратуру изолировать от вторичной цепи ТПТ или питать ее током, отличным от вторичного тока, нагрузка может включаться в цепь переменного тока через промежуточный ТТ.

Под действием токов I_1 и I_2, проходящих по первичной и вторичной обмоткам, в магнитопроводах *M1* и *M2* образуются магнитные поля: постоянное с параметрами $B_=$ и $H_=$, создаваемое первичным током I_1, и переменное с параметрами $B_\sim$ и $H_\sim$, обусловленное вторичным током I_2. Последнее поле изменяется

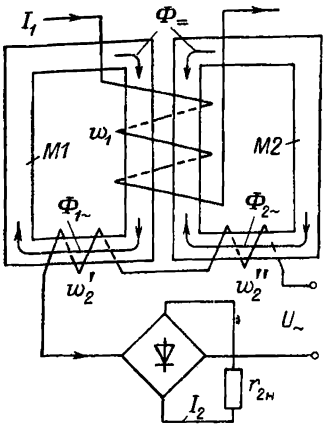


Рис. 5-1. Принципиальная схема ТПТ

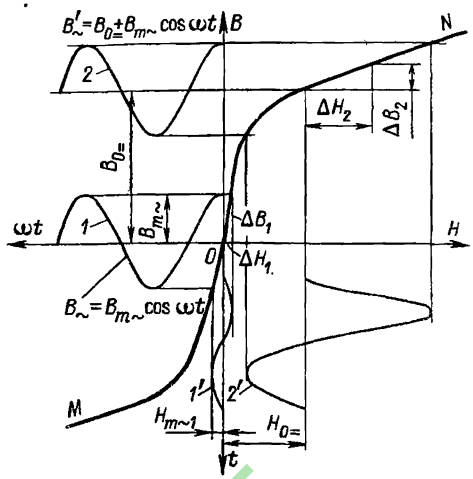


Рис. 5-2. Измененне напряженности магнитного поля в тороидальном магнитопроводе при наличии постоянной составляющей магнитной индукции и без нее

с круговой частотой $\omega = 2\pi f$ источника напряжения $U_\sim$. Таким образом, происходит одновременное намагничивание магнитопроводов постоянным и переменным током (режим двойного намагничивания).

Вторичные обмотки w_2' и w_2'' включаются так, что магнитные потоки $\Phi_{1\sim}$ и $\Phi_{2\sim}$, создаваемые ими в стержнях магнитопроводов *M1* и *M2*, на которые наложена обмотка w_1, будут противоположны по направлению. Поэтому в первичной обмотке будут индуцироваться две равные, но противоположно направленные э. д. с.

Вторичные обмотки представляют собой переменную индуктивность $L = \mu_a S_м (w_2' + w_2'')/l_м$, включенную последовательно с нагрузкой $r_{2н}$ в цепь переменного тока напряжением $U_\sim$ с круговой частотой ω; здесь $\mu_a = \Delta B/\Delta H$ — абсолютная магнитная проницаемость материала магнитопровода; $S_м$ — площадь действительного поперечного сечения магнитопровода; w_2' и w_2'' — число витков вторичной обмотки; $l_м$ — средняя длина силовой линии в магнитопроводе. При неизменных конструктивных параметрах $S_м$, w_2 и $l_м$ индуктивность L и индуктивное сопротивление вторичной обмотки $x_2 = \omega L$ зависят только от магнитной проницаемости материала магнитопровода. Последняя же определяется кривой намагничивания материала магнитопровода *MON* (рис. 5-2).

При отсутствии первичного тока I_1 вторичный ток I_2 с круговой частотой ω, проходящий через нагрузку $r_{2н}$ (рис. 5-1), будет

$$I_2 = U_\sim / \sqrt{(\omega L)^2 + r_{2н}^2}.$$

В этом случае пределы изменения индукции в магнитопроводе $B_{m\sim}$ (кривая *1* на рис. 5-2) находятся в ненасыщенной зоне кривой намагничивания, в которой магнитная проницаемость $\mu_{a1} = \Delta B_1/\Delta H_1$ имеет большое значение, а индуктивное сопротивление вторичной обмотки $x_{2,1} = \omega\mu_{a1}S_м w_2/l_м$ велико. Для того чтобы изменение индуктивного сопротивления вторичной обмотки ωL вызывало соответствующее изменение вторичного тока I_2, оно должно быть во много раз больше сопротивления нагрузки $r_{2н}$, т. е. $\omega L \gg r_{2н}$. Тогда $I_2 \approx U_\sim/(\omega L)$.

Синусоидальное напряжение $U_{m\sim} \sin \omega t$, приложенное к зажимам вторичной нагрузки, при отсутствии первичного тока ($I_1 = 0$) и нагрузки ($r_{2н} = 0$) делится пополам между двумя последовательно соединенными обмотками и уравновешивается падением напряжения $r_{2\,обм}i_2$ в активном сопротивлении этой обмотки $r_{2\,обм}$ и э. д. с. e, индуцируемой в ней при изменении магнитного потока, т. е.

$$u = r_{2\,обм}i_2 - e = r_{2\,обм}i_2 + S_м w_2\, dB/dt.$$

Если пренебречь активным сопротивлением вторичной обмотки и сопротивлением нагрузки, то действующее значение напряжения, равное э. д. с. E, будет

$$U = E = U_{m\sim}/\sqrt{2} = 4{,}44fS_м w_2 B_{m\sim}. \qquad (5\text{-}1)$$

Магнитная индукция в магнитопроводе, если предположить, что $r_{2н} \ll \omega L$, будет $B_\sim = -U_{m\sim}\cos \omega t/(\omega S_м w_2) + B_0$, где B_0 — постоянная интегрирования, равная нулю при отсутствии подмагничивания магнитопровода постоянным магнитным полем, создаваемым током I_1; при $I_1 > 0$ численно равна индукции подмагничивания.

Амплитуда переменной составляющей магнитной индукции (в теслах) при изменении ее по кривой *1* (рис. 5-2) равна $B_{m\sim} = U_{m\sim}/(\omega S_м w_2)$, а амплитуда напряженности поля $H_{m\sim 1} = B_{m\sim 1}/\mu_{a1}$. Амплитуда тока во вторичной обмотке $I_{2m1} = H_{m\sim 1}l_м/w_2$.

При токе I_1 в первичной обмотке в магнитопроводе возникает постоянное подмагничивающее поле напряженностью $H_{0=}$ и индукцией $B_{0=}$. Теперь индукция в магнитопроводе будет суммой индукции $B_{0=}$ постоянного магнитного поля и индукции $B_{m\sim}\cos \omega t$ переменного магнитного поля, т. е. $B'_\sim = B_{0=} + B_{m\sim}\cos \omega t$. В этом случае индукция в магнитопроводе будет изменяться по кривой *2* рис. 5-2, т. е. располагаться в зоне частичного насыщения магнитопровода. Магнитная проницаемость материала магнитопровода $\mu_{a2} = \Delta B_2/\Delta H_2$ теперь будет существенно меньше, чем в ненасыщенной зоне. Следовательно, индуктивное сопротивление вторичной обмотки существенно уменьшится, что приведет к уменьшению полного сопротивления вторичной цепи и к увеличению тока нагрузки I_2. При этом практически все напряжение источника питания будет приложено к со-

ЧитПМаг

противлению нагрузки $r_{2н}$. Проецируя значения индукции $B_{\sim}$ и $B'_{\sim}$, соответствующие кривым *1* и *2*, на основную кривую намагничивания *MON*, получим кривые изменения напряженности поля, необходимой для заданного изменения индукции при отсутствии (кривая *1'*) и наличии (кривая *2'*) постоянного подмагничивания с индукцией $B_{0=}$.

Напряженность поля $H_{\sim} = B_{m\sim}/\mu_a$ создается лишь вторичным током. Поэтому кривые *1'* и *2'* характеризуют не только изменение напряженности поля $H_{\sim}$, но и вторичного тока в определенном масштабе ($I_2 = H_{\sim} l_м/w_2$). Таким образом, при подмагничивании магнитопровода постоянным током, т. е. при наличии постоянной составляющей магнитной индукции $B_{0=}$, увеличивается переменная составляющая напряженности $H_{\sim}$ (кривая *2'*), а следовательно, и переменный ток во вторичной обмотке.

При отсутствии подмагничивающего поля ($B_{0=} = 0$) амплитуда тока I_{2m} будет тем меньше, чем больше магнитная проницаемость материала магнитопровода, т. е. чем круче начальный участок кривой намагничивания *MON*. Вследствие нелинейности кривой намагничивания *MON* ток во вторичной обмотке при синусоидальном напряжении на ее зажимах искажается и изменяется по несинусоидальному закону. Однако для удобства расчетов его заменяют синусоидальным током с эквивалентным действующим значением $I_э$. Амплитуда синусоидальной напряженности поля будет $H_{mэ} = I_э w_2/l_м$, а соответствующее эквивалентное индуктивное сопротивление вторичной обмотки $U_{\sim}/I_э$. Эквивалентная индуктивность вторичной обмотки на переменном токе будет

$$L_э = \frac{w_2^2 S_д}{l_м} \frac{B_{mэ}}{H_{mэ}} = \frac{w_2^2 S_д}{l_м} \mu_э,$$

где $\mu_э = B_{mэ}/H_{mэ}$ — эквивалентная динамическая магнитная проницаемость.

Значение $B_{mэ}$, определяемое из формулы (5-1) при несинусоидальном напряжении, соответствует амплитуде «эквивалентной» синусоидальной индукции, которая индуцировала бы во вторичной обмотке э. д. с., имеющую такое же действующее значение, как и несинусоидальное напряжение, приложенное к этой обмотке.

В дальнейшем индекс «э» не будет применяться, однако следует помнить, что мы имеем дело с эквивалентными значениями $H_{\sim}$, $B_{\sim}$, μ_a и L.

Для расчета ТПТ необходимо иметь семейства характеристик одновременного намагничивания переменным и постоянным магнитным полем для магнитопроводов из различных материалов и для различных частот источника питания (рис. 5-3). Семейства этих характеристик показывают зависимость переменной составляющей магнитной индукции B_m в магнитопроводе от напряженности магнитного поля, создаваемого переменным током во

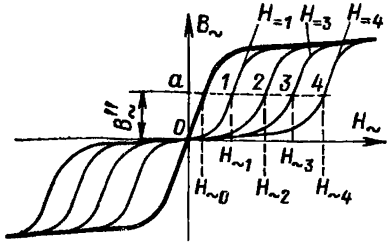


Рис. 5-3. Семейство характеристик одновременного намагничивания магнитопровода переменным и постоянным магнитным полем

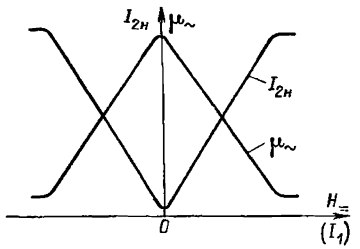


Рис. 5-4. Зависимость магнитной проницаемости $\mu_\sim$ и тока нагрузки I_2 от первичного тока I_1 (постоянной напряженности $H_=$)

вторичной обмотке w_2, при различной напряженности поля, обусловленной постоянным током в первичной обмотке (см. рис. 5-1).

На рис. 5-3 жирной линией выделена характеристика семейства кривых, соответствующая отсутствию первичного тока ($I_1 = 0$, $H_= = 0$). Остальные кривые построены при различной напряженности постоянного подмагничивающего поля $H_{=1}$, $H_{=2}$, $H_{=3}$ и $H_{=4}$. Из этих кривых можно определить магнитную проницаемость материала магнитопровода для переменной составляющей магнитного потока. Для этого из точки a, соответствующей выбранной начальной индукции $B''_\sim$, проводим прямую, параллельную оси $H_\sim$. В точках *1*, *2*, *3* и *4* пересечения этой прямой с кривыми намагничивания при $H_{=1}$, $H_{=2}$, $H_{=3}$ и $H_{=4}$ определим значения магнитной проницаемости для переменной составляющей магнитного потока, а именно $\mu_{a1} = B''_\sim/H_{=1}$; $\mu_{a2} = B''_\sim/H_{=2}$; $\mu_{a3} = B''_\sim/H_{=3}$ и $\mu_{a4} = B''_\sim/H_{=4}$.

Из рис. 5-2 и 5-3 следует, что с увеличением напряженности постоянного подмагничивающего поля $H_=$ возрастает и $H_\sim$. Следовательно, при неизменной индукции в магнитопроводе $B''_\sim$ увеличение $H_=$ (или I_1) вызывает уменьшение $\mu_\sim$.

На рис. 5-4 изображена зависимость $\mu_\sim$ от $H_=$, полученная в результате приведенных выше рассуждений. Кривая $\mu_\sim = f(H_\sim)$ симметрична, т. е. уменьшение магнитной проницаемости не зависит от полярности магнитного поля (направления первичного тока). Соответствующая этой кривой зависимость тока нагрузки I_2 от I_1 (поскольку $I_1 \sim H_=$) также будет симметричной. Правая и левая части этой кривой (до насыщения), т. е. зависимости $I_2 = f_1(I_1)$ и $I_2 = f(-I_1)$, используются при расчете ТПТ.

Магнитопроводы *M1* и *M2* одновременно намагничиваются переменным и постоянным током. Предположим, что кривая *1* намагничивания материала магнитопровода имеет идеальную (прямоугольную) форму (рис. 5-5), а сопротивление вторичной цепи равно нулю. Когда по первичной обмотке не проходит по-

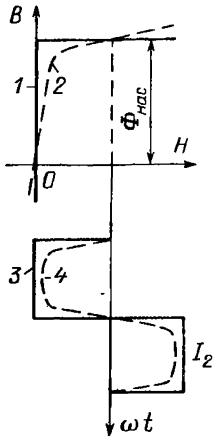


Рис. 5-5. Кривая намагничивания идеального магнитопровода и вторичный ток I_2

стоянный ток, то синусоидальное напряжение $U_{\sim}$, приложенное ко вторичной обмотке, делится поровну между ее двумя частями, соединенными последовательно, и в магнитопроводах возникает синусоидальный магнитный поток. В том случае, когда по первичной обмотке проходит постоянный ток, то создаваемый им постоянный магнитный поток независимо от тока равен магнитному потоку насыщения вследствие прямоугольной формы кривой намагничивания. В каждый данный полупериод переменный магнитный поток, создаваемый вторичным током, в одном из магнитопроводов совпадает по направлению с постоянным магнитным потоком, а в другом — имеет обратное направление.

В том магнитопроводе, где направление переменного и постоянного магнитных потоков одинаково, суммарный магнитный поток практически остается равным потоку насыщения $\Phi_{нас}$. В этом случае э. д. с. во вторичной обмотке не возникает и, следовательно, как сопротивление ее переменному току, так и падение напряжения на ней равны нулю. Ток во вторичной цепи в рассматриваемый период равен напряжению $U_{\sim}$, деленному на сопротивление обмотки, наложенной на другой магнитопровод.

В другом магнитопроводе в это же время переменный магнитный поток вычитается из постоянного. Так как кривая намагничивания идеальна, то изменение магнитного потока может происходить только на части кривой, идущей вертикально, вдоль оси ординат. В этом случае между первичным и вторичным токами имеет место соотношение $iw_1 = i_2w_2$ или $i_2 = i_1w_1/w_2 = i'_1$. Это значение вторичного тока получается мгновенно в начале каждого полупериода и сохраняется постоянным в течение всего полупериода. Магнитный поток в данном магнитопроводе изменяется по синусоиде, и значение его при этом таково, что индуцируемая во вторичной обмотке э. д. с. равняется приложенному синусоидальному напряжению.

В следующий полупериод магнитопроводы меняются ролями и во вторичной цепи возникает ток, противоположный по направлению току в первом полупериоде из-за встречного включения вторичных обмоток.

Следовательно, вторичный ток ТПТ будет иметь форму чередующихся положительных и отрицательных прямоугольных полуволн (рис. 5-5, кривая *3*). После выпрямления этих полуволн во вторичной цепи будет проходить постоянный ток. Кривая намагничивания реальных магнитных материалов *2* отличается от

идеальной кривой намагничивания *1*. Поэтому полуволны переменного тока будут иметь не прямоугольную форму, а форму, приближающуюся к трапеции (кривая *4*).

Магнитное состояние реального магнитопровода характеризуется следующими гистерезисными циклами: а) симметричным при наличии только переменного тока ($I_1 = 0$); б) частным несимметричным при одновременном намагничивании магнитопроводов постоянным и переменным магнитным полем.

Изменение переменной индукции и частные гистерезисные циклы обоих магнитопроводов при двойном намагничивании изображены на рис. 5-6. Магнитное состояние магнитопровода *M1* изменяется по циклу $AA_0A_1A_2A_3A_0A$, а магнитопровода *M2* — по циклу $A_2A_0'A_1'AA_3'A_0'A_2$. Вследствие встречного включения вторичных обмоток изменение магнитного состояния обоих магнитопроводов в течение одного и того же полупериода переменного напряжения происходит на разных участках циклов. Изменению магнитного состояния обоих магнитопроводов для одних и тех же моментов времени соответствуют участки циклов и кривых индукций $B_{\sim 1}$ (для магнитопровода *M1*) и $B_{\sim 2}$ (для магнитопровода *M2*), обозначенные одинаковыми линиями: сплошными для одного полупериода переменного напряжения и штриховыми для другого полупериода.

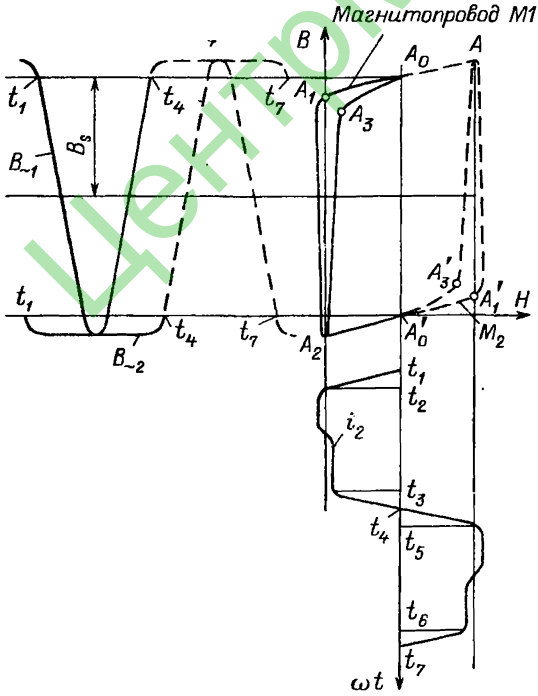


Рис. 5-6. Частные гистерезисные петли и вторичный ток реального ТПТ

ЦентрМаг

Суммарный поток в магнитопроводе *M1* за промежуток времени от t_1 до t_4, когда переменная и постоянная составляющие магнитного потока имеют одинаковое направление, практически остается неизменным. Изменение магнитного состояния этого магнитопровода за один полупериод характеризуется участком цикла $A_0'A_2A_0'$. В магнитопроводе *M1* в этот же полупериод направление переменной и постоянной составляющих магнитного потока противоположное и, следовательно, изменение суммарного магнитного потока в этом магнитопроводе характеризуется участком частного цикла $A_0A_1A_2A_3A_0$.

Для того чтобы магнитное состояние магнитопровода *M1*, характеризуемое в момент времени t_1 точкой A_0, изменилось и точка A_0 перешла в точку частного цикла A_1, а затем в A_2, A_3 и т. д., м. д. с. постоянного тока i_1w_1, намагничивающая магнитопровод до точки A_0, должна уменьшиться практически до нуля. Уменьшение этой м. д. с. произойдет при возникновении в цепи вторичных обмоток w_2 переменного тока i_2. Этот ток определяется переменным напряжением u_2 и зависит от динамической проницаемости материала магнитопровода в соответствующих точках частного цикла перемагничивания.

М. д. с. i_2w_2 стремится скомпенсировать м. д. с. i_1w_1. Однако вследствие потерь полная компенсация для магнитопровода *M1* наступает лишь дважды за полупериод вторичного тока, а именно в моменты времени t_2 и t_3. Для этих моментов $i_1w_1 - i_2w_2 = 0$. В остальные моменты времени в продолжение рассматриваемого промежутка в магнитопроводе *M1* действует разность м. д. с. $i_1w_1 - i_2w_2 = F_0$. Под действием этой м. д. с. F_0 в магнитопроводе *M1* возникает изменяющаяся магнитная индукция $B_{\sim 1}$.

В магнитопроводе *M2* в это время действует сумма м. д. с. $i_1w_1 + i_2w_2 = F_0'$, которая поддерживает индукцию $B_{\sim 2}$ в этом магнитопроводе практически постоянной.

В реальном магнитопроводе, как и в идеальном, синусоидальное переменное напряжение u_2 в одни и те же промежутки времени неодинаково распределяется между обеими вторичными обмотками, поскольку их индуктивные сопротивления различны. Индуктивное сопротивление вторичной обмотки, наложенной на магнитопровод *M2*, очень мало, так как в этом магнитопроводе в рассматриваемый отрезок времени изменение суммарной индукции незначительно. Индуктивное сопротивление вторичной обмотки, наложенной на магнитопровод *M1*, в это же время велико. Поэтому практически все напряжение u_2 оказывается приложенным ко вторичной обмотке, находящейся на первом магнитопроводе.

В следующий полупериод переменного напряжения u_2 (от t_4 до t_7) магнитопроводы меняются ролями. Теперь индукция в магнитопроводе *M1* изменяется на участке частного цикла $A_0A_1A_0$, а в магнитопроводе *M2* — на участке цикла $A_0'A_1'AA_3'A_0'$. Все переменное напряжение в этот полупериод приложено практи-

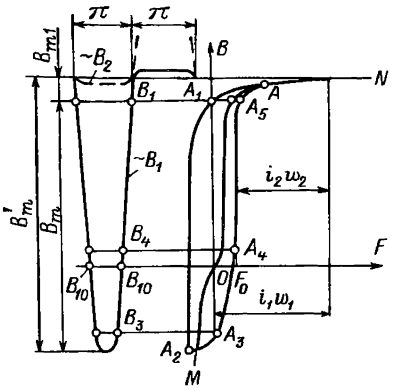


Рис. 5-7. Переменная индукция и частный гистерезисный цикл одного магнитопровода

чески ко вторичной обмотке магнитопровода *M2*. Форму и значение переменного тока, который теперь изменит свой знак на обратный, в этот полупериод определяет магнитопровод *M2* и т. д. В продолжение обоих полупериодов переменный ток i_2 точно следует за изменением индукции в магнитопроводе и его мгновенные значения, по существу, обусловливаются формой частного гистерезисного цикла.

Влияние различных участков частного гистерезисного цикла на форму вторичного тока ТПТ приведено на рис. 5-7. Для большей наглядности коэрцитивная сила (ширина цикла) увеличена.

Из сопоставления соответствующих участков частного цикла на рис. 5-7 и кривой вторичной м. д. с. $F_2 = i_2w_2$ (или кривой вторичного тока), представленной на рис. 5-8, видно, что отклонение горизонтальной части частного цикла изменяет наклон вертикального участка в кривой вторичного тока (участки A_0AA_1 и $A'_0A'A_5$ на рис. 5-8), которая из-за этого имеет форму, близкую к трапеции. Наклон вертикальных участков частного цикла (участки A_1A_2 и $A_2A_3A_4A_5$ на рис. 5-7), а также потери в магнитопроводе (ширина цикла) искажают форму вторичного тока на участке $AA_1A_2A_3A_4A_5A'$ (рис. 5-8).

Если бы кривая намагничивания магнитопроводов была идеально прямоугольной и потери на перемагничивание равнялись нулю, то частный цикл работающего ТТ очень близко совпал бы по форме с идеальной кривой намагничивания. В этом случае вторичный ток ТТ точно следовал бы закону $i_2 = i_1w_1/w_2$ и в про-

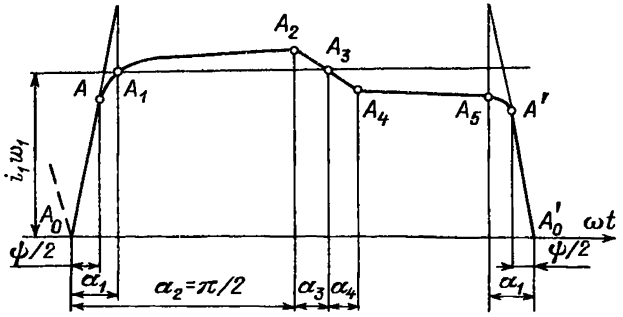


Рис. 5-8. Магнитодвижущая сила обмотки переменного тока ТПТ, построенная графически по частному циклу рис. 5-7

должение всего полупериода имел идеальную прямоугольную форму.

Магнитное состояние магнитопроводов на отдельных участках частного цикла различно. На участках A_0A и A'_0A' при заданном значении постоянного тока для магнитопроводов из железоникелевых сплавов производная dB/dH постоянна, так как на этом участке магнитопровод полностью насыщен и вторичная обмотка на нем является практически катушкой индуктивности без магнитопровода. Поэтому при синусоидальном переменном напряжении u_2 как индукция, так и магнитное поле в магнитопроводе будут тоже синусоидальными (если пренебречь потерями в магнитопроводе на этом участке цикла).

На участке $AA_1A_2A_5A'$ производная dB/dH изменяется и в каждом магнитопроводе имеет место синусоидальная индукция и несинусоидальное поле, т. е. магнитопроводы работают в нелинейном режиме. Вторичный ток в каждом магнитопроводе точно воспроизводит изменение магнитного состояния магнитопровода.

5-2. МАГНИТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СПЛАВОВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МАГНИТОПРОВОДОВ ТПТ

Для получения характеристики намагничивания, близкой к идеальной, магнитопроводы ТПТ выполняют из материалов на основе железоникелевых сплавов, имеющих высокую магнитную проницаемость (ГОСТ 10160—75). Однако даже лучшие сплавы, применяемые для магнитопроводов, и совершенная технология не могут обеспечить идеальную прямоугольную характеристику намагничивания и правильную форму вторичного тока, т. е. такую, при которой он точно повторял бы (с определенным коэффициентом трансформации) изменение первичного тока не только в рабочем, но и в переходных режимах. Провалы в кривых вторичного тока, приведенные на рис. 5-5, и являются следствием неидеальности кривых намагничивания реальных магнитопроводов.

Магнитопроводы ТПТ обычно изготавливаются тороидальными из ленты сплава марки 79НМ (или аналогичных сплавов) толщиной 0,2—0,35 мм. Для лент толщиной 0,01—0,35 мм из сплава 79НМ начальная магнитная проницаемость составляет 25—44 мГн/м, максимальная магнитная проницаемость 230—310 мГн/м, коэрцитивная сила 2,4—1,0 А/м, индукция технического насыщения 0,75 Тл.

На рис. 5-9 представлены зависимости $B_m = f(F_{2\,уд}) = f(I_2/l_м)$, снятые на переменном токе частотой 50 Гц для отожженных в вакуумной печи тороидальных ленточных магнитопроводов (ленточными названы магнитопроводы, намотанные из рулонного материала). По этим кривым определяются переменная индукция $B_{m\,х.х}$ и удельная м. д. с. $F_{0\,х.х}$ холостого хода ТПТ, т. е. при токе $I_1 = 0$.

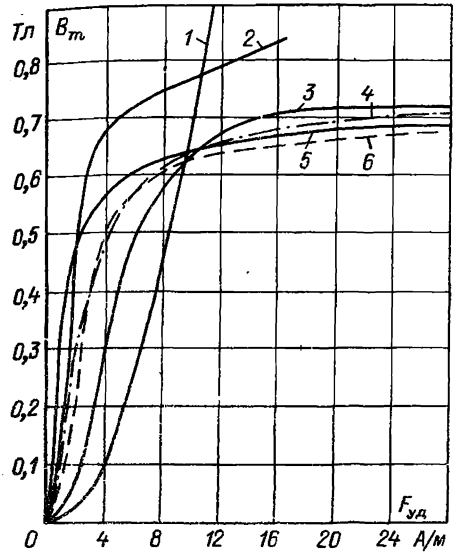


Рис. 5-9. Кривые намагничивания тороидальных магнитопроводов из различных железоникелевых сплавов, снятые на переменном токе (на оси абсцисс отложены действующие значения $F_{2уд}$)

1 — сплав 65НП (лента толщиной 0,1 мм); *2* — сплав 79НМ (лента толщиной 0,2 мм); *3* — сплав 79НМ (короткие полосы толщиной 0,35 мм); *4* — сплав 79НМ (лента толщиной 0,35 мм); *5* — сплав 79НМА (лента толщиной 0,2 мм); *6* — сплав 79НМА (лента толщиной 0,35 мм)

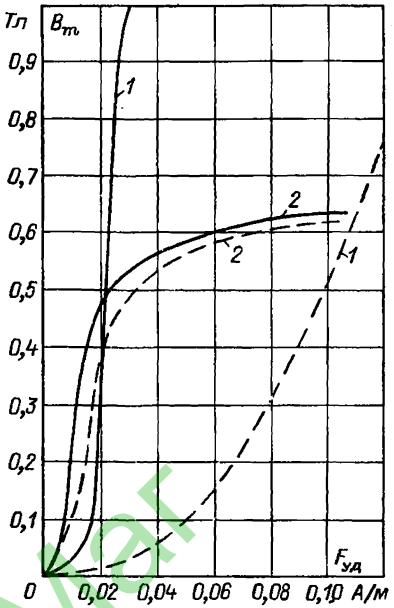


Рис. 5-10. Сравнение кривых намагничивания сплавов 65НП (лента толщиной 0,1 мм, кривые *1*) и 79НМА (лента толщиной 0,2 мм, кривые *2*), снятых на переменном и постоянном токе

——— постоянный ток; — — — переменный ток

При определении вышеуказанных величин не следует пользоваться кривыми намагничивания, снятыми на постоянном токе, так как они могут существенно отличаться от кривых, полученных на переменном токе. Для примера на рис. 5-10 приведены кривые намагничивания, снятые на переменном (штриховые линии) и постоянном токе (сплошные линии) для сплавов 65НП и 79НМА.

В табл. 5-1 приведена зависимость $\mu_{син} = f(F_{1уд})$; $\mu_{син}$ — это средняя магнитная проницаемость на частном гистерезисном цикле магнитопровода двойного намагничивания при неизменном первичном постоянном токе и синусоидальном вторичном токе. Эта проницаемость зависит только от первичной м. д. с.

Допустимая удельная м. д. с. холостого хода $F_{уд.х.х}$ в процентах первичной м. д. с. $F_{1н}$ зависит от класса точности ТПТ, а именно для трансформаторов класса точности 0,5 она не должна превышать 0,5; для класса точности 1 — не более 1; для класса точности 3 — не более 2. Кроме того, для уменьшения токовой погрешности необходимо, чтобы переменная индукция B_m в ма-

ЭлитМаг

Таблица 5-1. **Зависимость $\mu_{син} = f(F_{1уд})$ на частном гистерезисном цикле магнитопровода, работающего в режиме двойного намагничивания при неизменном первичном постоянном токе и синусоидальном вторичном [15]**

Марка сплава	Толщина ленты, мм	Значение $\mu_{син}$ при удельной первичной м. д. с. $F_{1\,уд}$, А/м, равной									
		200	400	600	800	1000	1200	1400	1600	1800	2000 и более
79НМ	0,20	—	46,2	30,0	22,5	17,7	16,0	13,3	11,8	10,3	10,0
79НМ	0,35	41,0	32,6	26,2	20,7	16,2	14,3	11,8	11,6	10,6	10,0
79НМА	0,20	30,0	23,6	19,2	15,3	12,9	11,8	11,0	10,2	10,0	9,9
79НМА	0,35	37,3	30,0	22,6	17,7	14,5	12,5	10,7	10,1	10,0	9,9

гнитопроводе, выполненном из вышеуказанных сплавов, находилась в пределах от 1,5 до 1,8 индукции насыщения B_s. Индукция холостого хода $B_{m\,х.х}$ примерно в два раза меньше индукции B_m, т. е.

$$B_{m\,х.х} = (0{,}75 \div 0{,}9)\,B_s. \qquad (5\text{-}2)$$

В табл. 5-2 даны значения м. д. с. холостого хода для сплавов, кривые намагничивания которых приведены на рис. 5-9. Индукция насыщения для этих сплавов $B_s = 0{,}7 \div 0{,}8$ Тл. По данным табл. 5-2 и значениям м. д. с. холостого хода, приведенным выше, можно определить минимальную допустимую удельную м. д. с. $F_{1\,н.уд}$, пользуясь табл. 5-3.

При выборе номинальной удельной м. д. с. $F_{1\,н.уд}$ необходимо учитывать следующие обстоятельства. Во-первых, значение должно быть таким, чтобы при первичной удельной м. д. с. $F_{1\,уд}$, равной (0,1—0,2) $F_{1\,н.уд}$, рабочая точка находилась еще на горизонтальном участке кривой намагничивания, т. е. за ее коленом (см. рис. 5-9). Такой выбор м. д. с. приближает форму кривой вторич-

Таблица 5-2. **Значения удельной м. д. с. $F_{уд.\,х.х}$ холостого хода [15]**

Марка сплава (толщина ленты)	Значение $F_{уд.\,х.х}$ (А/м) при $B_{mх.\,х}$ (Тл)	
	0,6	0,55
79НМ (0,2 мм)	3,0	2,5
79НМ (0,35 мм)	7,0	5,0
79НМ * (0,35 мм) *	9,5	8,0
79НМ (0,2 мм)	5,5	3,5
79НМА (0,35 мм)	7,2	5,3
65НП (0,1 мм)	9,3	9,0

* Короткие полосы.

Таблица 5-3. **Минимальная допустимая удельная первичная номинальная м. д. с. $F_{1н.\,уд}$ (А/м) для ТПТ различных классов точности при $B_{m\,х.\,х} = 0{,}6$ Тл**

Марка сплава (толщина ленты)	$F_{1\,н.\,уд}$ для ТПТ класса точности		
	0,5	1,0	3,0
79НМ (0,2 мм)	600	300	150
79НМ (0,35 мм)	1400	700	350
79НМА (0,2 мм)	1100	550	275
79НМ * (0,35 мм) *	1900	950	475
79НМА (0,35 мм)	1440	720	360
65НП (0,1 мм)	1960	930	465

* Короткие полосы.

ного тока к прямоугольной. Во-вторых, для получения возможно больших значений 10 %-ной кратности ТТ номинальная удельная м. д. с. $F_{1\,н.\,уд}$ должна быть по возможности небольшой. Следовательно, при выборе $F_{1\,н.\,уд}$ приходится учитывать два противоречивых требования.

5-3. РАСЧЕТ ПОГРЕШНОСТИ ТПТ [15]

Погрешностью ТПТ называется разность среднего действительного вторичного тока и приведенного ко вторичной цепи действительного первичного тока, выраженная в процентах приведенного ко вторичной цепи действительного первичного тока:

$$f_i = \frac{I_{2\,ср} - I_1/n_{ном}}{I_1/n_{ном}} 100, \qquad (5\text{-}3)$$

где $n_{ном}$ — номинальный коэффициент трансформации; I_1 — действительный первичный ток; $I_{2\,ср}$ — среднее значение действительного вторичного тока.

Погрешности ТПТ возникают вследствие того, что кривая намагничивания материала магнитопровода отличается от идеальной, а именно за коленом она идет наклонно, а не горизонтально. Это обусловлено тем, что полный магнитный поток Ф, сцепляющийся со вторичной обмоткой, состоит из потока в магнитопроводе $\Phi_м$ и потока в воздухе $\Phi_в$

$$\Phi = \Phi_м + \Phi_в = 4\pi J S_м + H S_в,$$

где J — интенсивность намагничивания; $S_м$ — действительная площадь сечения магнитопровода; $S_в$ — площадь сечения всего объема внутри вторичной обмотки.

Под магнитным потоком в воздухе $\Phi_в$ понимается поток, который находился бы в объеме внутри обеих вторичных обмоток после удаления из них магнитопроводов. Этот поток обусловливает наклон кривой намагничивания *2* на рис. 5-5 в области насыщения

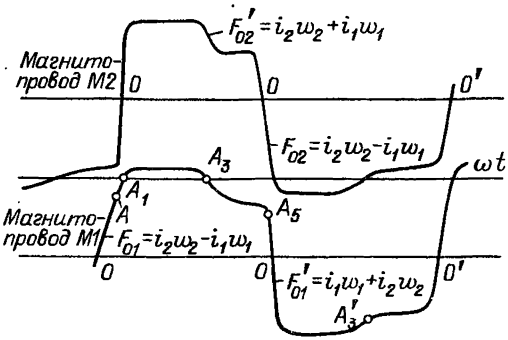


Рис. 5-11. Полная намагничивающая м. д. с. обоих магнитопроводов ТПТ

материала магнитопровода, так как возрастает с увеличением напряженности намагничивающего поля H и после насыщения магнитопровода. Кроме того, отклонение кривой намагничивания от прямоугольной формы увеличивается из-за индуктивности вторичных обмоток и нагрузки. Вследствие наклона кривой намагничивания в области насыщения форма вторичного тока тоже отличается от прямоугольной и становится близкой к трапецеидальной (кривая *4* на рис. 5-5). Поэтому в ТПТ появляются погрешности, определяемые разностью площадей трапеции, образованной кривой *4*, и идеального прямоугольника, образованного кривой *3*.

Изменение полной м. д. с., создающей магнитное поле в каждом магнитопроводе в продолжение одного периода изменения индукции в нем, показано на рис. 5-11. Эта м. д. с. за период может быть представлена состоящей из двух частей: разности F_{01} магнитопровода *M1* (участок $OAA_1A_3A_5O$) и суммы F'_{01} (участок OA'_3O').

Намагничивающая м. д. с. F'_{02} в продолжение нерабочего полупериода намагничивает магнитопровод *M2* до насыщения. Этот магнитопровод по отношению к рабочему магнитопроводу выполняет роль последовательно включенной линейной индуктивной нагрузки, что приводит к увеличению наклона участка OA частного цикла рабочего магнитопровода. Это вызывает увеличение наклона участков OA_1 и OA_5 в кривой полной намагничивающей

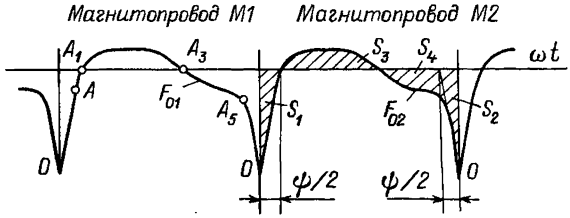


Рис. 5-12. Зависимость F_0 для вторичной цепи ТПТ (с учетом частного цикла)

м. д. с. на рис. 5-11, а значит, увеличение наклона участка A_0AA_1 вторичного тока (см. рис. 5-8). При этом возрастает средняя за период м. д. с. F_0, т. е. погрешность ТПТ.

Полную погрешность ТПТ можно представить состоящей из двух слагаемых: $f_i = f'_i + f''_i$. Составляющая f'_i обусловлена наклоном участка кривой намагничивания за коленом, а составляющая f''_i — потерями на гистерезис и вихревые токи в магнитопроводе. Площадка, равная сумме $S_1 + S_2$ (рис. 5-12), соответствует погрешности f'_i, а площадка $S_3 + S_4$ — погрешности f''_i.

Погрешность f'_i всегда отрицательна, так как угол провала $\psi/2$ уменьшает среднее значение вторичного тока. Погрешность может быть как положительной, так и отрицательной, потому что площадки S_3 и S_4 имеют разные знаки.

Погрешность f'_i является основной частью полной погрешности ТПТ.

Определение составляющей токовой погрешности f'_i. Сначала находят активное r_2 и индуктивное x_2 сопротивления ветви вторичного тока:

$$r_2 = r_{2\,\text{обм}} + r_{2\text{н}}; \quad x_2 = x_{2\,\text{обм}} + x_{2\text{н}},$$

где $r_{2\,\text{обм}}$, $x_{2\,\text{обм}}$ — активное и индуктивное сопротивления вторичных обмоток в промежутке времени от ωt_1 до ωt_2 (на протяжении угла $0{,}5\psi$, когда цепь этих обмоток линейна); $r_{2\text{н}}$ и $x_{2\text{н}}$ — активное и индуктивное сопротивления устройств, включенных во вторичную цепь (вместе с сопротивлением подводящих проводов).

Активное сопротивление ветви вторичного тока определяется сопротивлением нагрузки и вторичной обмотки, а индуктивное — измеряемым первичным постоянным током.

Так как активное сопротивление (в омах) ветви вторичного тока в начале расчета неизвестно, то предварительно его можно принять равным

$$r_2 = (1{,}5 \div 2{,}0)\, r_{2\text{н}}. \qquad (5\text{-}4)$$

Амплитуда переменного напряжения (в вольтах)

$$U_{2m} = n_{\text{к. ном}} I'_2 r_2, \qquad (5\text{-}5)$$

где $n_{\text{к. ном}}$ — номинальный коэффициент кратности вторичного тока, см. ниже формулу (5-8).

Линейное индуктивное сопротивление вторичной обмотки ТПТ для двух тороидальных магнитопроводов будет

$$x_{2\,\text{обм}} = \frac{0{,}87 w_2^2 S_\text{м} \omega}{l_\text{м}} \mu_\text{син} \cdot 10^{-6}, \qquad (5\text{-}6)$$

где $\mu_\text{син}$ — средняя магнитная проницаемость на частном гистерезисном цикле магнитопровода (см. табл. 5-1).

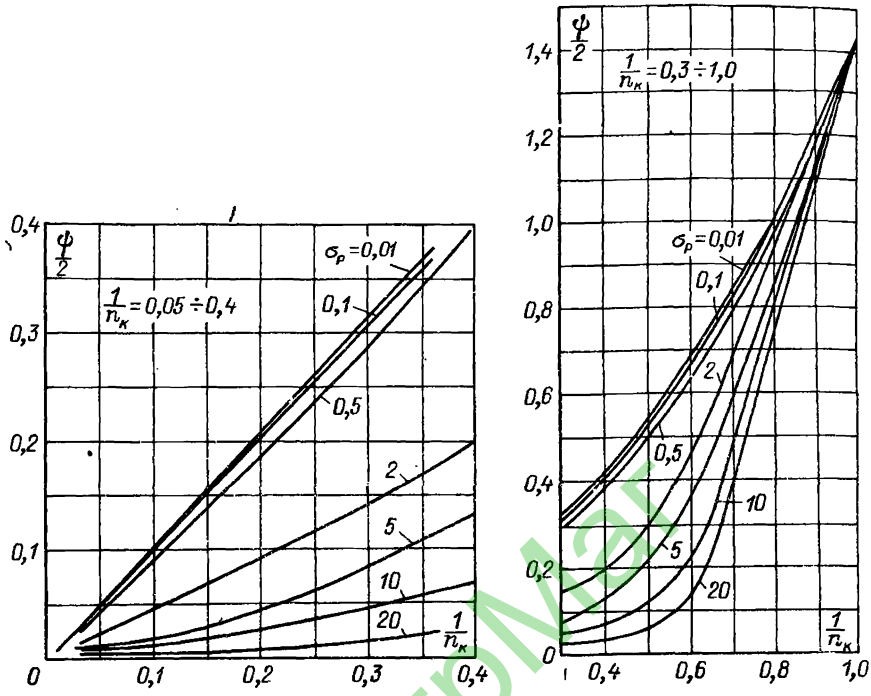


Рис. 5-13. Зависимости угла провала ψ от коэффициента кратности $n_к$ при различном коэффициенте режима $\sigma_р$

Отношение активного сопротивления ветви вторичного тока к ее индуктивному сопротивлению в линейном режиме характеризуется коэффициентом режима

$$\sigma_р = \frac{r_2}{x_2} = \frac{r_2 l_м \cdot 10^6}{0{,}87\omega w_2^2 S_м \mu_{син}}. \qquad (5\text{-}7)$$

Этот коэффициент характеризует режим работы ТПТ при разных значениях нагрузки и первичного тока.

Коэффициент кратности вторичного тока $n_к$ показывает, во сколько раз трапецеидальный ток I_2 меньше амплитуды своей синусоидальной расчетной составляющей $I_2 = U_{2m}/z_2$, т. е.

$$n_к = \frac{U_{2m}}{I_2 z_2} = \frac{U_{2m}\sigma_р}{I_2 r_2 \sqrt{1+\sigma_р^2}}. \qquad (5\text{-}8)$$

Коэффициенты $\sigma_р$ и $n_к$ взаимно связаны. Чем больше $\sigma_р$, т. е. чем меньше индуктивное сопротивление ТПТ в линейном режиме x_2, тем меньше угол провала в кривой вторичного тока при данном коэффициенте кратности $n_к$. Индуктивное сопротивление $x_{2\,обм}$ прямо пропорционально магнитной проницаемости $\mu_{син}$ [см. формулу (5-6)]. Следовательно, коэффициент $\sigma_р$, равный

ЦНТБМЭИ

отношению r_2/x_2, а с ним и угол провала ψ на рис. 5-12 зависят от синусоидальной магнитной проницаемости $\mu_{син}$. Чем она меньше при данной удельной первичной м. д. с. $F_{1\,уд}/l_м$, тем меньше сопротивление $x_{2\,обм}$, больше $\sigma_р$ и меньше угол провала ψ в кривой вторичного тока ТПТ. Проницаемость $\mu_{син}$ зависит от магнитных свойств материала магнитопровода. В магнитных материалах, характеристики которых ближе к идеальным, значение $\mu_{син}$ при прочих равных условиях меньше (см. табл. 5-1). Следовательно, магнитным материалам, характеристики которых ближе к идеальным, соответствуют меньшие коэффициенты $\sigma_р$, что обеспечивает для этих материалов меньший угол провала ψ (рис. 5-13).

Составляющую погрешности f_i' можно с точностью, достаточной для технических расчетов, определить (в процентах) по углу провала ψ согласно формуле

$$f_i' = \frac{2}{\pi}\left[\frac{1}{\sin\frac{\psi}{2}}\left(1-\cos\frac{\psi}{2}\right)-\frac{\psi}{2}\right]100 \qquad (5\text{-}9)$$

или по рис. 5-14 и 5-15.

Число витков вторичной обмотки определяется из соотношения $w_{2н} = I_{1н}/I_{2н}$. При малых значениях вторичного тока число витков вторичной обмотки может составить величину от несколь-

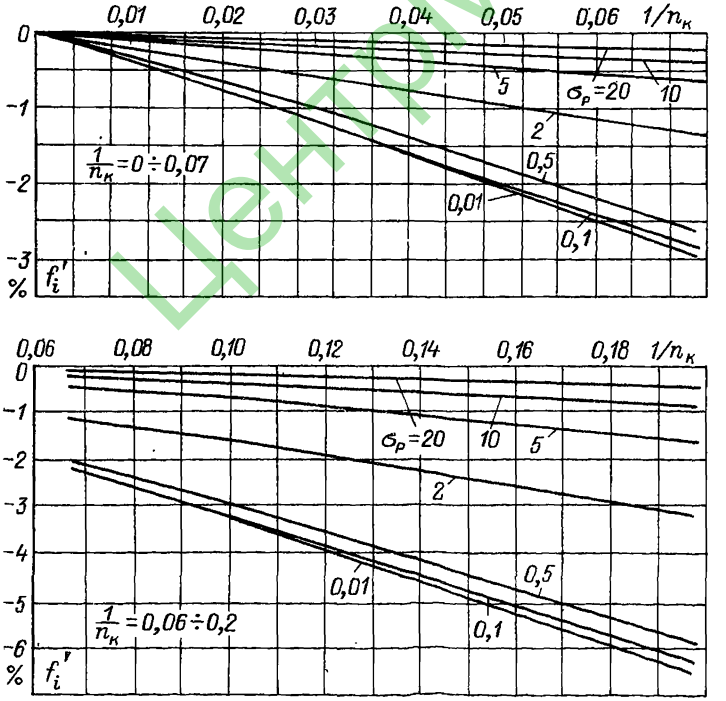


Рис. 5-14. Зависимость токовой погрешности f_i' при разных $\sigma_р$ и $1/n_к = 0{,}06 \div 0{,}20$

ЦентрМаг

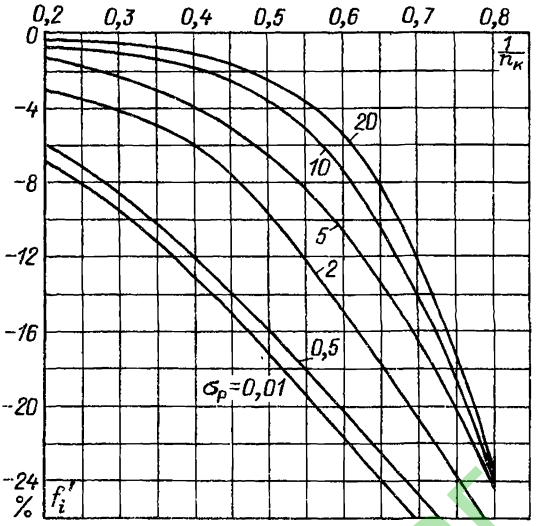


Рис. 5-15. Зависимость токовой погрешности f_i' при разных $\sigma_р$

ких сотен до нескольких тысяч витков. При таком большом числе витков импульсное напряжение, возникающее на вторичной обмотке ТПТ, при некоторых переходных режимах в его первичной цепи может превзойти допустимое для изоляции. В этом случае необходимо уменьшить число витков вторичной обмотки ТПТ и применить промежуточный трансформатор, который уменьшит вторичный ток до требуемого значения. В ТТ на большие номинальные токи требуемый коэффициент трансформации достигается, как правило, двумя ступенями: первая ступень трансформации осуществляется самим ТПТ, а вторая — промежуточным ТТ.

При определении числа вторичных витков $w_{2н}$ и вторичного тока $I_{2н}$ следует иметь в виду, что при очень больших значениях

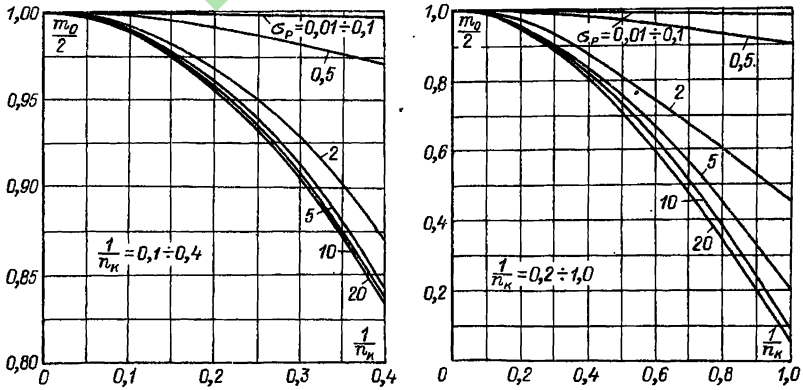


Рис. 5-16. Зависимость $m_0/2 = f\,(1/n_н)$ при различных $\sigma_р$

Таблица 5-4. **Зависимость удельной м. д. с. $F_{0\,уд\,m}$ от удельной первичной м. д. с. $F_{1уд}$ для сплава 79НМ (лента толщиной 0,35 мм)**

Значение $F_{1\,уд}$, А/м	Значение $F_{0\,уд\,m}$ (А/м) при B_m (Тл), равной		
	0,4	0,5	0,6
200	0,3	0,4	1,0
400	0,6	1,1	2,0
600	1,1	2,0	2,9
800	1,7	3,0	4,1
1000	2,4	4,0	5,3
1200	3,2	5,0	6,5
1400	3,8	6,2	7,9
1600	4,7	7,3	9,1
1800	5,7	8,4	10,4
2000	6,7	9,5	11,6
2200	7,7	10,6	12,9
2400	8,7	11,7	14,2
2600	9,8	12,8	15,4

вторичного тока начинает сильнее сказываться сопротивление соединительных проводов и контактов, индуктивность приборов и пр.

Обычно в первой ступени вторичный ток принимается равным 20—25 А.

Определение составляющей токовой погрешности f_i'. По рис. 5-16 определяется коэффициент $m_0/2$ для значений $\sigma_{р.нор}$ и $n_{к.нор}$, найденных при расчете составляющей токовой погрешности в нормальном режиме. Амплитуда переменной индукции определяется по формуле

$$B_m' = m_0 B_{m\,х.х}. \qquad (5\text{-}10)$$

Удельная м. д. с. $F_{0\,уд}$, характеризующая ширину частного цикла, определяется по табл. 5-4. Данными этой таблицы можно пользоваться для технических расчетов независимо от марки сплава, из которого изготовлены магнитопроводы ТПТ, так как доля составляющей токовой погрешности f_i' в полной токовой погрешности f_i незначительна.

Составляющая токовой погрешности f_i'' определяется по формуле

$$f_i'' = \frac{F_{0\,уд\,m}\,\arccos\,(B_s/B_m')}{2\pi F_{1\,уд}}. \qquad (5\text{-}11)$$

Погрешность f_i'', подсчитанная по этой формуле, всегда положительна.

Полная токовая погрешность ТПТ в нормальном режиме будет

$$f_i = f_i' + f_i''. \qquad (5\text{-}12)$$

ЦентрМаг

Определение 10 %-ной кратности первичного тока. Ток, соответствующий этой кратности,

$$I_{1к} = K_{10} I_{1н}. \qquad (5\text{-}13)$$

Удельная м. д. с. при $I_{1к}$

$$F_{1\,уд.\,к} = I_{1н} w_{1н} / l_м, \qquad (5\text{-}14)$$

Для значения $F_{1\,уд.\,к}$ по табл. 5-1 находится магнитная проницаемость $\mu_{син}$. Индуктивное сопротивление ТПТ будет

$$x_{2к} \approx \frac{0{,}87 w_2^2 S_м \omega \mu_{син.\,к}}{l_м} \cdot 10^{-6}.$$

Коэффициент режима при токе $I_{1к}$

$$\sigma_{р.\,к} = r_2 / x_{2к}.$$

Коэффициент кратности при токе $I_{1к}$

$$n_{к.\,к} = \frac{U_{2m} \sigma_{р.\,к}}{I_2 r_2 \sqrt{1 + \sigma_{р.\,к}^2}}.$$

При заданной кратности первичного тока $I_{1к}$ и значениях $\sigma_{р.\,к}$ и $n_{к.\,к}$ по кривым рис. 5-13 определяется угол провала $\psi/2$. По значениям $\sigma_{р.\,к}$ и $n_{к.\,к}$ с помощью кривых рис. 5-14 и 5-15 определяется составляющая токовой погрешности f_t'. Она должна быть меньше 10 %.

Пример 5-1. Рассчитать токовую погрешность трансформатора постоянного тока на напряжение 400 кВ. Номинальный первичный ток $I_{1н} = 2000$ А; номинальный вторичный ток $I_{2н} = 1$ А; номинальная вторичная нагрузка $S_{2н.\,ном} = 30$ В·А при $\cos\varphi_2 = 1$; класс точности 0,5; 10 %-ная кратность $K_{10} = 6$.

Принимаем, что: а) первичная обмотка выполнена из медной трубы и имеет один виток ($w_{1н} = 1$); б) по данным электрического расчета изоляции первичной обмотки определен внутренний диаметр магнитопровода $d_в = 0{,}32$ м, исходя из размеров первичной обмотки, толщины ее изоляции и ориентировочных размеров вторичной обмотки; в) магнитопровод тороидальной формы из ленты железоникелевого сплава марки 79НМ толщиной 0,35 мм; г) коэффициент заполнения магнитопровода сталью принят равным $\eta_м = 0{,}94$.

Расчет. 1. Первичная м. д. с. $F_{1н} = I_{1н} w_{1н} = 2000 \cdot 1 = 2000$ А.

2. Число витков вторичной обмотки $w_{2н} = I_{1н}/I_{2н} = 2000/1 = 2000$. Как указывалось выше, вторичная обмотка должна иметь небольшое число витков. Принимаем $w_{2н}' = 80$. Тогда вторичный ток будет $I_2' = F_{1н}/w_{2н} = 2000/80 = 25$ А. Коэффициент трансформации $n_1 = 2000/25 = 80$.

Для получения вторичного тока $I_{2н} = 1$ А во вторичную цепь ТПТ включается промежуточный трансформатор тока с коэффициентом трансформации $n_2 = 25/1 = 25$. Полный коэффициент трансформации $n_н = n_1 n_2 = 40 \times 25 = 2000$.

3. Активное сопротивление нагрузки $r_{2н} = S_{2н.\,ном}/I_{2н}^2 = 30/25^2 = 0{,}048$ Ом.

4. Активное сопротивление ветви вторичного тока согласно формуле (5-4) предварительно принимаем $r_2 = 2 \cdot 0{,}048 = 0{,}096$ Ом.

5. Задаваясь коэффициентом режима $\sigma_р = 5$ и считая с запасом, что составляющая токовой погрешности $f_t' = 0{,}35$ % (вместо 0,5 % по заданию), по кривым рис. 5-14 находим коэффициент кратности при нормальном режиме $n_{к.\,нор}$. При принятых значениях $\sigma_р$ и f_t' определяем $1/n_к = 0{,}053$. Тогда $n_{к.\,нор} = 18{,}88$.

6. Амплитуда переменного напряжения согласно формуле (5-5) будет

$$U_{2m} \approx n_{к.\,нор} I_{2н}' r_2 = 18{,}88 \cdot 25 \cdot 0{,}096 = 45{,}25 \text{ В}; \quad U_2 = U_{2m}/\sqrt{2} = 32 \text{ В}.$$

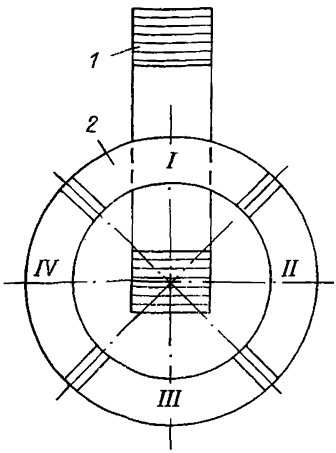


Рис. 5-17. Магнитопровод ТПТ со вторичной обмоткой, состоящей из четырех секций, соединенных параллельно

1 — первичная обмотка; *2* — магнитопровод с секциями вторичной обмотки

7. Индукцию насыщения для лент из сплава марки 79НМ толщиной 0,35 м принимаем $B_s = 0{,}75$ Тл, а амплитуду индукции при холостом ходе трансформатора $B_{m\,\text{х. х}}$ в соответствии с формулой (5-2) принимаем равной $0{,}8B_s$, т. е. $B_{m\,\text{х. х}} = 0{,}8B_s = 0{,}8 \cdot 0{,}75 = 0{,}6$ Тл. Удельная м. д. с. при индукции $B_{m\,\text{х. х}} = 0{,}6$ Тл согласно табл. 5-2 составляет $F_{\text{уд. х. х}} = 7$ А/м, что согласуется с допустимыми значениями, приведенными на стр. 183.

8. Действительное поперечное сечение магнитопровода

$$S_{\text{м}} = \frac{U_{2m}}{2\omega B_{m\,\text{х. х}} w'_{2\text{н}}} = \frac{45{,}25}{2 \cdot 314 \cdot 0{,}6 \cdot 80} = 15 \cdot 10^{-4}\ \text{м}^2.$$

9. Геометрическое поперечное сечение магнитопровода при коэффициенте заполнения его сталью $\eta_{\text{м}} = 0{,}94$ будет

$$S_{\text{г}} = S_{\text{м}}/\eta_{\text{м}} = 15 \cdot 10^{-4}/0{,}94 = 15{,}95 \cdot 10^{-4}\ \text{м}^2.$$

10. В поперечном сечении магнитопровод имеет форму прямоугольника со сторонами 3×5,3 см.

11. Наружный диаметр магнитопровода

$$d_{\text{н}} = d_{\text{в}} + 2h = 0{,}32 + 2 \cdot 0{,}03 = 0{,}38\ \text{м}.$$

12. Длина средней магнитной силовой линии в магнитопроводе

$$l_{\text{м}} = 0{,}5\pi\,(d_{\text{н}} + d_{\text{в}}) = 0{,}5\pi\,(0{,}38 + 0{,}32) = 1{,}1\ \text{м}.$$

13. Первичная удельная м. д. с. $F_{1\text{уд}} = F_{1\text{н}}/l_{\text{м}} = 2000/1{,}1 = 1818$ А/м (согласно табл. 5-3 $F_{1\text{уд}}$ должна быть не менее 1400 А/м).

14. Магнитопровод обвит лентой из электротехнического картона. Толщина слоя картона составляет 3 мм на сторону. Поверх картона наложено несколько слоев киперной ленты. Общая толщина изоляции на магнитопроводе составляет 3,5 мм на сторону. При большом диаметре магнитопровода для повышения жесткости его укладывают в коробку (см. рис. 8-11).

15. Для уменьшения неоднородности магнитного поля в магнитопроводе вторичная обмотка выполняется из четырех параллельных секций. Намагничивающая м. д. с., пропорциональная первичному току $I_{1\text{н}}$, распределяется между секциями по-разному. Так, секция *I* (рис. 5-17), расположенная внутри контура первичной обмотки, находится в поле с наибольшей напряженностью, а секция *III* — в поле с наименьшей напряженностью. Секции *II* и *IV* находятся примерно в полях одинаковой напряженности. На все параллельные секции подано одно и то же напряжение u_2, равное $I'_{2\text{н}} r_{\text{н}}$. Поэтому во всех частях магнитопровода принудительно поддерживается одинаковая переменная индукция. Токи в отдельных секциях устанавливаются такими, чтобы скомпенсировать поле постоянного тока, препятствующее созданию переменной индукции. При расположении секций вторичной обмотки, показанном на рис. 5-17 (при выбранных размерах, намагничивающая м. д. с. (в процентах м. д. с. $F_{1\text{н}}$) распределяется следующим образом: в секции *I* — 41 %, в секции *III* — 14 %, в секциях *II* и *IV* — по 22,5 %.

Центрмаг

16. Наибольший ток приходит по обмотке секции *1*. Он составляет $0{,}41' I_{2н} = 0{,}41 \cdot 25 = 10{,}25$ А. Принимая плотность тока в этой секции $j = 2{,}5$ А/мм², находим поперечное сечение q_2 и диаметр d_2 провода вторичной обмотки:

$$q_2 = 10{,}25/2{,}5 = 4{,}1 \text{ мм}^2; \qquad d = \sqrt{\frac{4}{\pi} q_2} = 2{,}28 \text{ мм}.$$

17. Для всех секций вторичной обмотки выбираем провод марки ПЭЛ диаметром 2,3 мм. Его поперечное сечение $q_2 = 4{,}15$ мм².

18. Средняя длина одного витка вторичной обмотки $l_{ср} = 0{,}308$ м.

19. Активное сопротивление четырех параллельно соединенных секций вторичной обмотки при температуре ее $\vartheta = 75$ °С и удельном сопротивлении меди $\rho_0 = 1{,}62 \cdot 10^{-8}$ Ом·м при температуре 0 °С

$$r_{2\,обм} = \frac{2 l_{ср} w'_{2н} \rho_0 (1 + 0{,}00433\vartheta)}{n_c q_2} =$$

$$= \frac{2 \cdot 0{,}308 \cdot 80 \cdot 1{,}62 \cdot 10^{-8} (1 + 0{,}00433 \cdot 75)}{4 \cdot 4{,}15 \cdot 10^{-6}} = 0{,}0637 \text{ Ом},$$

где число параллельных секций $n_c = 4$.

20. Полное активное сопротивление ветви вторичного тока

$$r_2 = k_з (r_{2н} + r_{2\,обм} + r''_{2\,обм}) = 1{,}12 (0{,}048 + 0{,}0637 + 0{,}00624) = 0{,}132 \text{ Ом},$$

где $k_з = 1{,}1 \div 1{,}2$ — коэффициент, учитывающий сопротивление соединительных проводов, выпрямительных мостов и пр.; $r''_{2обм} = 0{,}00624$ Ом — активное сопротивление обмоток промежуточного трансформатора тока.

21. Для лент из сплава 79НМ толщиной 0,35 мм при удельной первичной м. д. с. $F_{1уд} = 1818$ А/м согласно табл. 5-1 средняя магнитная проницаемость $\mu_{син} = 10{,}58$.

22. Индуктивное сопротивление вторичной обмотки при нормальном режиме

$$x_{2\,обм} = \frac{0{,}87 (w'_{2н})^2 S_м \omega \mu_{син} \cdot 10^{-6}}{l_м} =$$

$$= \frac{0{,}87 \cdot 80^2 \cdot 15 \cdot 10^{-4} \cdot 314 \cdot 10{,}58 \cdot 10^{-6}}{1{,}1} = 0{,}0251 \text{ Ом}.$$

23. Полное индуктивное сопротивление ветви вторичного тока $x_2 = x_{2обм} + x_{2н}$, где $x_{2н}$ — индуктивное сопротивление устройств, включенных во вторичную цепь (можно считать $x_{2н} = 0$). Тогда $x_2 = x_{2обм} = 0{,}0251$ Ом.

24. Коэффициент режима при нормальном режиме по формуле (5-7)

$$\sigma_{р.\,нор} = \frac{r_2}{x_2} = \frac{0{,}132}{0{,}0251} = 5{,}23.$$

25. Коэффициент кратности при нормальном режиме по формуле (5-8)

$$n_{к.\,нор} = \frac{45{,}25 \cdot 5{,}23}{25 \cdot 0{,}132 \sqrt{1 + 5{,}23^2}} \approx 13{,}47; \qquad \frac{1}{n_{к.\,нор}} = 0{,}0742.$$

26. Номинальная составляющая токовой погрешности в нормальном режиме при $n_{к.\,нор} = 13{,}47$ и $\sigma_{р.\,нор} = 5{,}23$ согласно рис. 5-14 будет $f'_{i\,ном} = 0{,}43$ %.

27. Коэффициент $m_0/2$ при $\sigma_{р.\,нор} = 5{,}23$ и $n_{к.\,нор} = 13{,}47$ по рис. 5-16 равен 0,995. Тогда $m_0 = 1{,}99$.

28. Амплитуда переменной индукции при $B_{m\,х.\,х} = 0{,}6$ Тл

$$B''_m = 1{,}99 \cdot 0{,}6 = 1{,}194 \text{ Тл}.$$

29. Удельная м. д. с., характеризующая ширину частного цикла в нормальном режиме, определяется из табл. 5-4 при $F_{1н} = 1818$ А/м и $B''_{m\,х.\,х} = 0{,}6$ Тл:

$$F_{0уд} = 10{,}65 \text{ А/м}.$$

Центрнаг

30. Составляющая токовой погрешности f_i'' согласно формуле (5-11)

$$f_i'' = \frac{F_{0\,уд} \arccos \frac{B_s}{B_m^*}}{2\pi F_{1\,уд}} \cdot 100 = \frac{10{,}65 \arccos \frac{0{,}75}{1{,}194}}{2\pi \cdot 1818} \cdot 100 = 0{,}083\ \%.$$

31. Полная погрешность в нормальном режиме

$$f_i = f_i' + f_i'' = -0{,}43 + 0{,}083 = -0{,}347\ \%.$$

32. Первичный ток, соответствующий 10%-ной кратности,

$$I_{1\,кр} = K_{10} I_{1н} = 6 \cdot 2000 = 12\,000\ А.$$

33. Удельная первичная м. д. с. в этом режиме

$$F_{1\,уд} = \frac{I_{1\,кр} w_{1\,н}}{l_м} = \frac{12\,000 \cdot 1}{1{,}1} = 10\,909\ А/м.$$

34. При $F_{1уд} = 10\,909$ А/м согласно табл. 5-1 средняя магнитная проницаемость $\mu_{син} = 10$.

35. Индуктивное сопротивление вторичной обмотки ТПТ в этом режиме

$$x_{2\,обм} = \frac{0{,}87 \cdot 6400 \cdot 15 \cdot 10^{-4} \cdot 314 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{1{,}1} = 0{,}0238\ Ом.$$

36. Полное индуктивное сопротивление ветви вторичного тока, если положить $x_{2н} = 0$,

$$x_{2к} = x_{2\,обм} + x_{2н} = 0{,}0238\ Ом.$$

37. Коэффициент режима при токе 10%-ной кратности

$$\sigma_{р.\,к} = \frac{r_2}{x_2} = \frac{0{,}132}{0{,}0238} = 5{,}54.$$

38. Коэффициент кратности при токе $I_{1кр}$

$$n_{к.\,к} = \frac{45{,}25 \cdot 5{,}54}{6 \cdot 25 \cdot 0{,}132 \sqrt{1 + 5{,}54^2}} = 2{,}25; \qquad \frac{1}{n_{к.\,к}} = 0{,}45.$$

39. Коэффициент $m_0/2$ при $\sigma_{р.\,к} = 5{,}54$ и $n_{к.\,к} = 2{,}25$ $(1/n_{к.\,к} = 0{,}45)$ по кривым рис. 5-16 будет равен 0,78.

40. Составляющая токовой погрешности f_i' при $\sigma_{р.\,к} = 5{,}54$ и $n_{к.\,к} = 2{,}25$ $(1/n_{к.\,к} = 0{,}45)$ по кривым рис. 5-15 будет равна 5,2 %, т. е. меньше допустимой погрешности 10 %.

5-4. КОНСТРУКЦИИ ТРАНСФОРМАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для измерения постоянного тока применяются специальные комплексы трансформаторов постоянного тока (КТПТ). В СССР выпускаются КТПТ на напряжение 35 и 400 кВ. В КТПТ входят один трансформатор постоянного тока ТПТ, два блока БТПП, каждый из которых состоит из питающего трансформатора (ПТ) и трансформатора промежуточного (ТП), и одно выпрямительное устройство (ВУ). Технические данные отечественных КТПТ приведены в табл. 5-5.

На рис. 5-18 показан трансформатор постоянного тока типа ТПТ400 на 400 кВ. Трансформатор имеет две вторичные цепи,

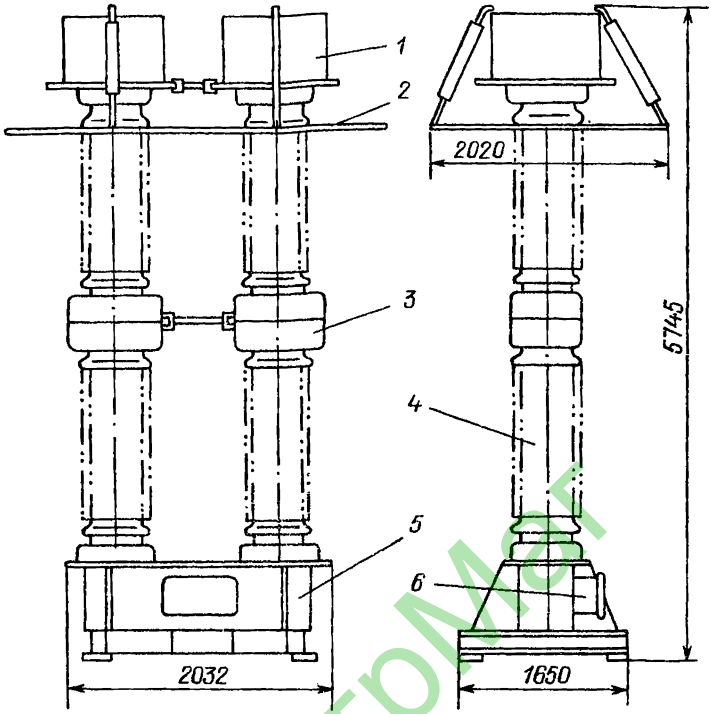


Рис. 5-18. Трансформатор постоянного тока на 400 кВ

каждая из которых состоит из двух вторичных обмоток, соединенных между собой последовательно и встречно. Вторичные цепи трансформатора ТПТ400 через питающие трансформаторы блоков БТПП подключаются к сети переменного тока частоты 50 Гц с номинальным напряжением 380 В, причем одна вторичная цепь включается на линейное, а другая — на фазное напряжение.

Вторичные обмотки ТПТ400 намотаны на тороидальные ленточные магнитопроводы из железоникелевых сплавов, имеющих характеристику намагничивания, близкую к прямоугольной, и рассчитаны таким образом, что в каждой вторичной цепи ТПТ400 протекает переменный ток промышленной частоты, имеющий форму, близкую к прямоугольной. Среднее значение этого тока пропорционально измеряемому постоянному току первичной цепи. Через промежуточный трансформатор ТП блока БТПП-II ток вторичной цепи ТПТ400 передается в выпрямительное устройство (ВУ), к выходным зажимам которого подключается нагрузка КТПТ.

В цепи нагрузки будет протекать постоянный вторичный ток комплекса, беспровальный по форме, пропорциональный измеряемому первичному постоянному току.

ЦЭНТРМЭТ

Трансформатор постоянного тока ТПТ400 выполнен в виде опорной маслонаполненной конструкции с бумажно-масляной изоляцией конденсаторного типа. Внешняя изоляция обеспечивается фарфоровыми покрышками цилиндрической формы *4*. Первичная обмотка ТПТ400 представляет собой согнутую в виде буквы U медную трубу, на которую наложена изоляция из кабельной бумаги с выравнивающими конденсаторными обкладками из алюминиевой фольги.

На части первичной обмотки, расположенной в металлическом заземляемом корпусе *5*, закреплены с помощью клиньев четыре вторичные обмотки. В нижней части стального сварного корпуса *5* расположен масловыпускной кран, сбоку — коробка вторичных выводов *6*, закрытая крышкой.

В верхней части ТПТ400 в кожухах *1* имеются узлы герметизации и предусмотрен объем, необходимый для компенсации температурного расширения масла. Для обеспечения оптимального внешнего электрического поля в верхней части ТПТ400,

Таблица 5-5. **Технические данные комплексов трансформаторов постоянного тока (КТПТ)**

Характеристика	Норма для типа КТПТ		
	КТПТ400	КТПТ35	КТПТ35-1
Номинальное напряжение, кВ	400	35	35
Номинальный первичный ток, А	2000	2000	4000
Номинальный выпрямленный вторичный ток, А	1		
Класс точности	0,5		
Предельная допускаемая погрешность комплекса, %:			
при первичном токе, равном 20 % номинального первичного тока	±1,5		
при первичном токе, равном 100—120 % номинального первичного тока	±0,5		
Вариация вторичного тока в одной точке диапазона измерений, В, не более	0,05		
Номинальная 10 %-ная кратность первичного тока	5		
Потребляемая мощность от сети 380 В, кВ·А, не более:			
при номинальном первичном токе	4,2	4,2	5,0
при пятикратном первичном токе		21	
Номинальная вторичная нагрузка, Ом		30	
Средний ток холостого хода в цепи вторичного выпрямленного тока, мА, не более		5	
Климатическое исполнение и категория размещения	УХЛ4.1	У1	У1
Масса составных частей комплекса, кг:			
ТПТ	7450	630	1050
ТПП	110	119	119
ВУ		3,5	

ЦентрМаг

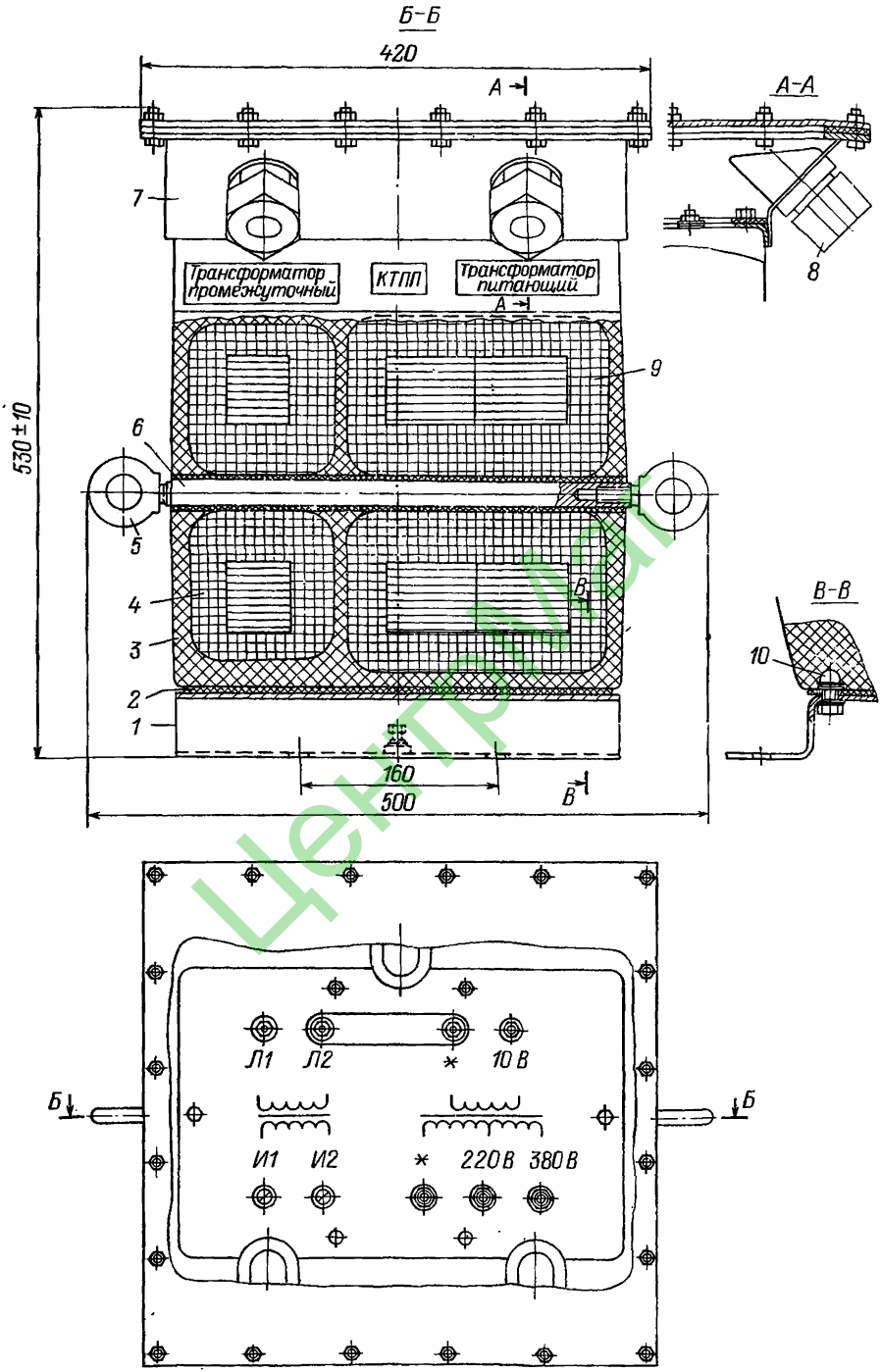


Рис. 5-19. Промежуточный трансформатор тока

Центр Шат

а также в местах крепления фарфоровых покрышек установлены экраны *2* и *3*.

Блок БТПП-II (рис. 5-19) для ТПТ400 состоит из промежуточного трансформатора *4* и питающего трансформатора *9*. Первичная и вторичная обмотки этих трансформаторов намотаны на ленточные тороидальные магнитопроводы из электротехнической стали. Оба трансформатора плотно насажены на стальной стержень *6*, в торцах которого имеются резьбовые отверстия для фиксации трансформаторов в заливочной форме. Трансформаторы и выводные концы их обмоток (*Л1*, *Л2* от первичной обмотки и *И1*, *И2* от вторичной обмотки промежуточного трансформатора, 10 В от вторичной обмотки и *, 220, 380 В от первичной обмотки питающего трансформатора) залиты в эпоксидный компаунд, образуя блок *3*. В нижней части блока залиты четыре резьбовые втулки *10* для крепления блока к металлическому основанию *1*. Между блоком и основанием проложена изоляционная прокладка *2*. В верхней части блока залиты резьбовые втулки для крепления коробки выводов *7* от обмоток. Подвод проводов осуществляется через муфты *8*. Для подъема блока служат два рыма *5*, которые ввертываются в торцы стержня *6*. На месте установки блок крепится посредством металлического основания *1*, имеющего для этой цели четыре отверстия диаметром 14 мм. Класс изоляции блока 0,66 кВ.

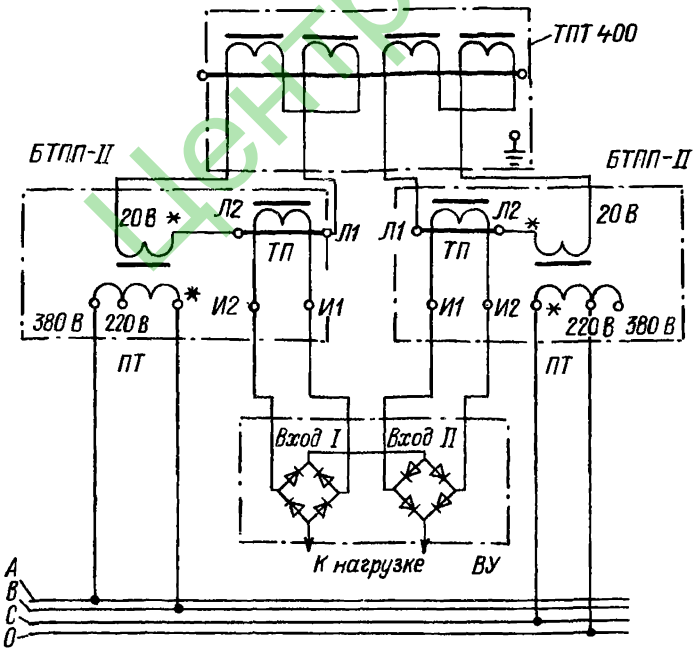


Рис. 5-20. Схема включения обмоток

Питающий трансформатор — это силовой однофазный двухобмоточный трансформатор. Первичная обмотка рассчитана на напряжение 380 В и имеет ответвление на напряжение 220 В. Номинальное напряжение вторичной обмотки 20 В (в блоках БТПП для других ТПТ вторичное напряжение может быть иным, например 12, 20, 32 В и более).

Промежуточный трансформатор также выполнен двухобмоточным с коэффициентом трансформации 25 : 1.

Принципиальная электрическая схема вышеуказанного комплекса постоянного тока на 400 кВ приведена на рис. 5-20. Как видно из этой схемы, называемой сдвоенной, ТПТ имеет четыре магнитопровода с одной общей первичной обмоткой и двумя самостоятельными вторичными цепями. После выпрямления трапецеидального вторичного тока в каждой цепи обе они соединяются на общую вторичную нагрузку. Следовательно, комплекс ТПТ состоит из двух одинаковых элементов, каждый из которых представляет собой самостоятельный трансформатор постоянного тока. Питание вторичных цепей осуществляется синусоидальным напряжением 220 и 380 В, частотой 50 Гц, причем одна цепь включается на линейное напряжение, а другая — на фазное, что позволяет осуществить фазовый сдвиг между вторичными токами на 90°. Поэтому трапецеидальные токи до выпрямления также оказываются сдвинутыми на 90°, и провалы в них наступают в разное время. Следовательно, в выпрямленном токе провалов нет, т. е. точность ТПТ повышается. Используются и другие схемные способы заполнения провалов в кривой тока, обеспечивающие повышение точности ТПТ (см. [15]).

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА ВНУТРЕННЕЙ УСТАНОВКИ

6-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

К трансформаторам тока внутренней установки относятся ТТ, предназначенные для эксплуатации их в отапливаемых или неотапливаемых помещениях. Поэтому основной особенностью этой группы ТТ является то, что они не подвержены непосредственному воздействию атмосферных осадков и солнечной радиации. В то же время характеристики окружающей среды в зависимости от климатического исполнения ТТ и категории их размещения могут сильно меняться.

Классификация ТТ по климатическим условиям приведена в ГОСТ 15150—69. Этот стандарт разграничивает макроклимати-

Таблица 6-1. **Характеристики механических воздействий для различных групп условий эксплуатации изделий по ГОСТ 17516—72**

Группа условий эксплуатации	Места размещения изделий при эксплуатации (основные)	Вибрационные нагрузки		Многократные удары		Одиночные удары	
		Диапазон частот, Гц	Максимальное ускорение *	Ускорение *	Длительность, мс	Ускорение *	Длительность, мс
М1	Непосредственно на стенах предприятий, фундаментах и т. п.	1—35	0,5	—	—	—	—
М5	В стационарных установках (например, в шкафах, на щитах, панелях, пультах), расположенных непосредственно на фундаменте турбогенераторов мощностью 2500 кВт и выше	1—100	2	—	—	—	—
М6	В зданиях машинных залов электростанций с турбогенераторами мощностью 2500 кВт и выше	1—100	1	—	—	—	—
М7	Стационарные (например, в шкафах, панелях, комплексных распределительных устройствах) в машинных залах электростанций с турбогенераторами мощностью 2500 кВт и выше (кроме мест, относящихся к группе М5 и М6)	1—100	1	3	2—20	—	—
М18	На передвижных или стационарных перевозимых установках, не работающих на ходу	1—35	0,5	15	2—15	—	—
М25	В кузовах и под кузовами магистральных и промышленных электровозов, тепловозов, и т. п.	1—100	1	—	—	3	40—60
М28	В городском и промышленном безрельсовом электротранспорте	1—60	1	—	—	3	2—20
М30	В кузовах автомобилей, прицепов и т. п.	1—60	1	—	—	3	2—20
УМ1	Унифицированная по механическим воздействиям	1—100	2	3	2—20	—	—

* Кратность по отношению к ускорению свободного падения g.

ЦентрМаг

ческие районы с умеренным, холодным, тропическим и морским климатом, а также предусматривает их комбинации. Степень воздействия климатических факторов зависит от тех мер, которые принимают при эксплуатации изделия, и с этой точки зрения ГОСТ 15150—69 устанавливает четыре категории размещения ТТ внутренней установки: под навесом или в кожухе (2), в неотапливаемом капитальном помещении (3), в отапливаемом капитальном помещении (4), в подземных помещениях, шахтах и т. п. (5).

Следует также учитывать воздействие на ТТ механических факторов: вибраций, ударов и т. п. Классификация по степени этих воздействий устанавливается в ГОСТ 17516—72. В соответствии с этим стандартом установлено 27 групп изделий в зависимости от условий эксплуатации.

Механические факторы для наиболее часто встречающихся групп условий эксплуатации приведены в *табл.* 6-1.

Самые различные конструктивные требования предъявляются компоновками распределительных устройств, способами установки в них ТТ, номинальными параметрами (ток, напряжение, частота, число вторичных обмоток и т. д.). Это многообразие требований предопределяет весьма большую номенклатуру ТТ внутренней установки, широкую гамму применяемых в них изоляционных материалов, основными из которых в настоящее время являются синтетические и стеклосодержащие ленточные и пленочные материалы, а также литая изоляция на основе эпоксидных смол.

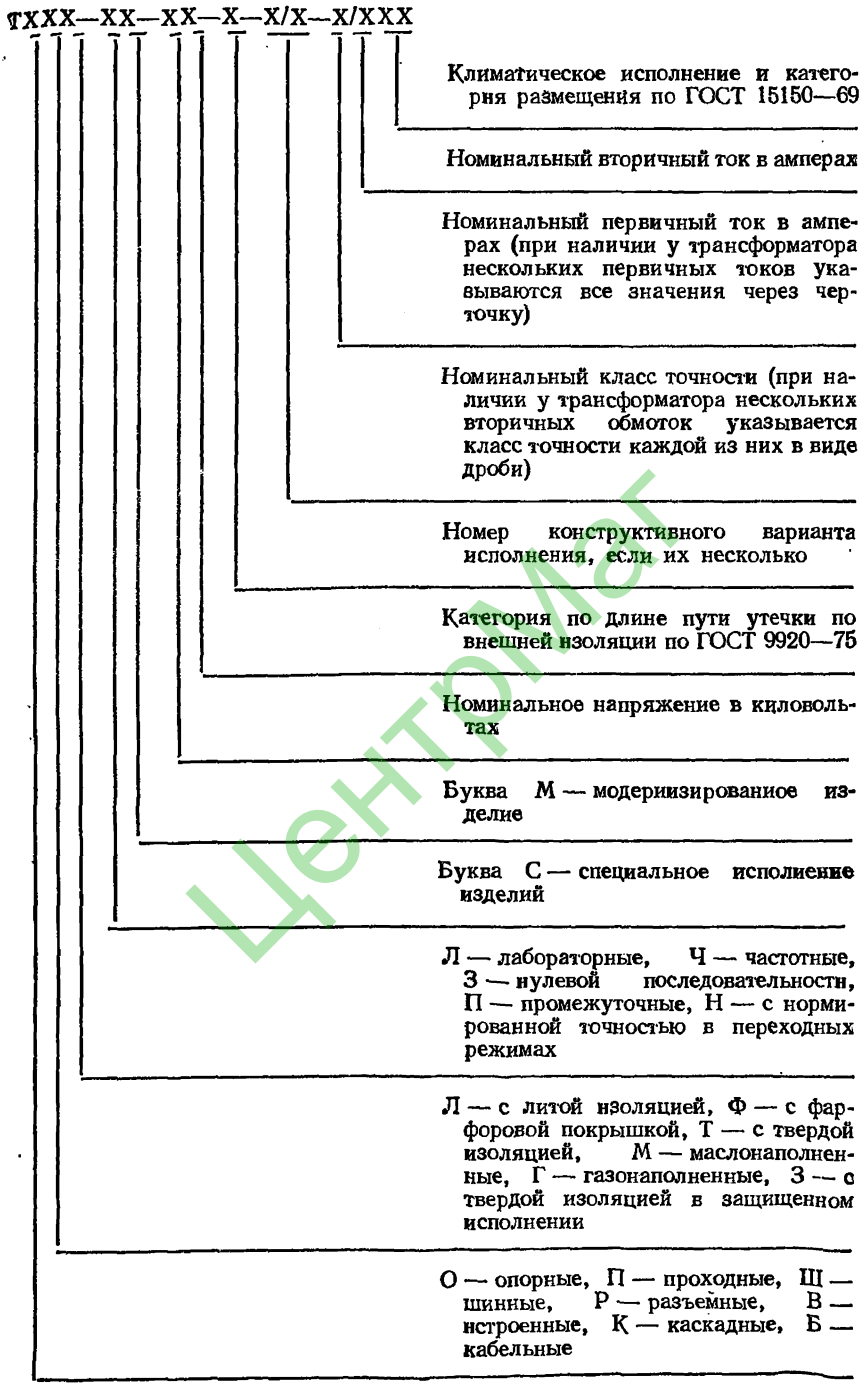
Литая изоляция (ЛИЗ), получившая очень широкое распространение в последние годы, особенно для ТТ на средние напряжения, позволяет получать изоляционный корпус ТТ, защищающий обмотку от влаги и механических воздействий; такой корпус позволяет устанавливать трансформаторы в любом положении по отношению к горизонту. Подробнее особенности литой изоляции рассмотрены в § 6-4.

Условное обозначение ТТ, состоящее из букв и цифр, строится таким образом, чтобы по нему можно было определить основные параметры, назначение и конструктивные особенности изделия. Обозначение ТТ расшифровывается на следующей странице.

Приведенное обозначение ТТ установлено в 1984 г. Поэтому в действующих сейчас обозначениях ТТ, освоенных в производстве ранее, возможны некоторые отклонения.

Из соображений удобства чтения и объединения общих признаков описание ТТ внутренней установки далее построено по классам напряжения, а внутри их — по конструктивным признакам. Технические параметры всех ТТ приведены в табл. 6-2. Ввиду ограниченного объема книги в ней рассматриваются конструкции наиболее характерных представителей каждой группы ТТ. По этой же причине не анализируются конструкции ТТ зарубежных фирм.

Центрмаг


ТХХХ—ХХ—ХХ—Х—Х/Х—Х/ХХХ
Климатическое исполнение и категория размещения по ГОСТ 15150—69
Номинальный вторичный ток в амперах
Номинальный первичный ток в амперах (при наличии у трансформатора нескольких первичных токов указываются все значения через черточку)
Номинальный класс точности (при наличии у трансформатора нескольких вторичных обмоток указывается класс точности каждой из них в виде дроби)
Номер конструктивного варианта исполнения, если их несколько
Категория по длине пути утечки по внешней изоляции по ГОСТ 9920—75
Номинальное напряжение в киловольтах
Буква М — модернизированное изделие
Буква С — специальное исполнение изделий
Л — лабораторные, Ч — частотные, З — нулевой последовательности, П — промежуточные, Н — с нормированной точностью в переходных режимах
Л — с литой изоляцией, Ф — с фарфоровой покрышкой, Т — с твердой изоляцией, М — маслонаполненные, Г — газонаполненные, З — с твердой изоляцией в защищенном исполнении
О — опорные, П — проходные, Ш — шинные, Р — разъемные, В — встроенные, К — каскадные, Б — кабельные

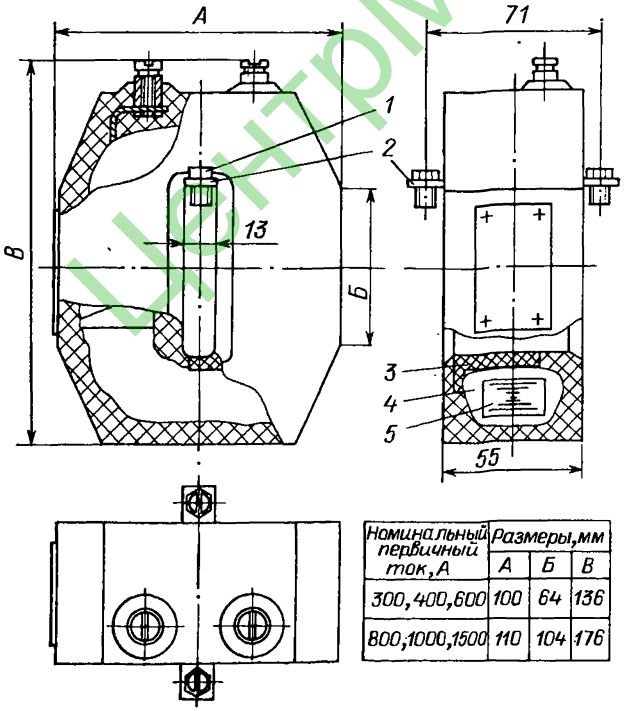
Центрмаг

6-2. ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА НА НАПРЯЖЕНИЕ ДО 1000 В

Технические характеристики этих ТТ приведены в табл. 6-2.

Шинные ТТ. *Трансформатор тока ТШН0,66* (рис. 6-1) предназначен для непосредственного крепления на токоведущей шине, выполняющей роль первичной обмотки, с помощью планки *2* и винтов *1*, рассчитан для работы в условиях умеренного и тропического климата и имеет категорию размещения 3. Корпус ТТ выполнен из эпоксидного компаунда. Магнитопровод *5* овальной формы изготовлен из холоднокатаной электротехнической стали марки 3405 ГОСТ 21427.1—83. На магнитопроводе в местах, свободных от вторичной обмотки, установлены прокладки из картона толщиной 1,5 мм ГОСТ 7933—75, поверх которых намотана киперная лента. Эти материалы являются буфером, значение которого в ТТ с изоляцией из литьевых компаундов (ЛИЗ) очень важно (см. § 6-4).

Поверх буфера в ТШН0,66 намотана полиэтилентерефталатная лента марки ЛТ-19 с липким подслоем, назначение которой — предотвратить пропитку буфера изоляционным компаундом при заливке трансформатора.



Номинальный первичный ток, А	Размеры, мм		
	А	Б	В
300, 400, 600	100	64	136
800, 1000, 1500	110	104	176

Рис. 6-1. Трансформатор тока ТШН0,66 УТ3

ЦентрМаг

Таблица 6-2. **Технические характеристики трансформаторов тока внутренней установки на напряжение 0,66 кВ, номинальный вторичный ток 5 А при частоте 50 Гц**

Тип ТТ	Номинальный первичный ток, А	Класс точности	Номинальная вторичная нагрузка при $\cos \varphi_2 = 0{,}8$, В·А	Климатическое исполнение, категория размещения по ГОСТ 15150—69
ТК-20	5; 10; 20; 30; 50	0,5; 1	5	У3
ТК-40	5; 10; 20; 30; 50; 100; 150; 200		10	
ТК-120	5; 10; 20; 30; 50; 100; 150; 200; 400; 1000; 1500	1	30	
ТШ-20	1000	0,5; 1	5	
ТШ-40	1000; 1500		10	
ТШ-120	1000; 1500	1	30	
Т 0,66	100; 200; 300; 400; 600; 800; 1000	0,5; 1	5; 10	
ТШ 0,66	800; 1000	1	30	
ТКЛМ 0,5	5; 10; 15; 20; 30; 50; 75; 100; 150; 200; 300	0,5	5	Т3
ТШЛМ 0,5	400; 600; 1000; 1500		5; 10	
ТШН 0,66	300; 400; 600; 800; 1000; 1500		10	УТ3
ТЛ 0,66	5; 10; 30; 50; 75; 100; 150; 200; 300; 400			
ТМ 0,66	10; 20; 30; 50; 100; 150	3		УХЛ4
ТНШЛ 0,66	800; 1000; 1500; 2000; 3000; 4000; 5000; 8000; 10 000	0,5	20	У3, Т3
ТШЛ 0,66	2000; 3000; 4000; 5000		15	У3, Т3
	2000; 3000; 4000; 5000			У3, Т3

ЦентрМаг

Продолжение табл. 6-2

Тип ТТ	Номинальный первичный ток, А	Класс точности	Номинальная вторичная нагрузка при $\cos \varphi_2 = 0{,}8$, В·А	Климатическое исполнение, категория размещения по ГОСТ 15150—69
ТШН 0,66	15 000; 25 000	3	50	У3
ТШМС 0,66	2000; 3000; 4000; 5000; 6000; 8000	0,5 (10Р)	40	ОМ3
ТШП 0,66-I ТШП 0,66-II ТШП 0,66-III	10 000 15 000 25 000	0,5	100	У3
ТШЛ 0,66С	400; 600; 800; 1000; 1500; 2000; 3000		10	У2

Вторичная обмотка *4* намотана проводом марки ПЭТВ диаметром 1,4 мм с эмалевой теплостойкой изоляцией и состоит из двух последовательно соединенных секций. С целью обеспечения класса точности 0,5 в ТШН0,66 предусмотрена отмотка 1/2 витка. Для этого в магнитопроводе *5* просверлено отверстие, в которое пропущен первый виток вторичной обмотки (см. § 2-3).

При установке в форму для заливки компаундом магнитопровод с обмоткой центрируется с помощью прокладок из электрокартона *3*.

Трансформатор серии ТШЛ0,66С, общий вид которого приведен на рис. 6-2, крепится к панели или к другой конструкции электроустановки с помощью ламп, имеющихся на трансформаторе.

В трансформаторах этой серии применен магнитопровод, собранный из отдельных пластин холоднокатаной электротехнической стали.

ТТ серии ТШЛ0,66С рассчитаны для эксплуатации в районах с умеренным климатом, категория размещения 2. При этом трансформаторы допускают работу в условиях повышенных вибрационных нагрузок на высоте до 3000 м над уровнем моря при температуре окружающего воздуха до 65 °С. Трансформаторы допускают установку в любом положении по отношению к горизонту, что характерно практически для всех ТТ с ЛИЗ.

Трансформаторы тока ТШЛ0,66 выпускаются на токи от 2000 до 5000 А (рис. 6-3). В этих трансформаторах применен ленточный магнитопровод овальной формы, которая наилучшим образом сочетается с прямоугольным отверстием для токоведущей шины. Радиус изгиба магнитопровода выбран не менее 50 мм, что обеспечивает механизированную намотку вторичной обмотки на специальных станках марки СНТ-20У. Буферный слой на магни-

Центрэлектрмаг

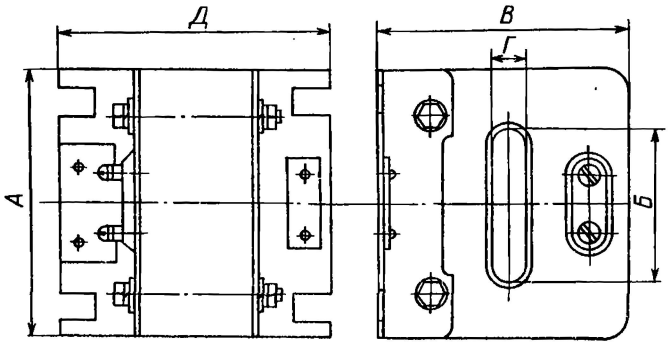


Рис. 6-2. Трансформатор тока ТШЛ0,66С

Номинальный первичный ток, А	Размеры, мм					Масса, кг, не более
	А	Б	В	Г	Д	
400	148	48	128	12	160	5,92
600, 800	168	72	124	14	150	4,82
1000, 1500	210	114	135	18	150	6,05
2000, 3000	234	130	179	26	160	8,78

топроводе состоит из двух миллиметровых шайб из электрокартона и четырех слоев стеклоткани. Он усилен еще стеклотканью, используемой в качестве межслоевой изоляции. Вторичная об-

ЦентрМаг

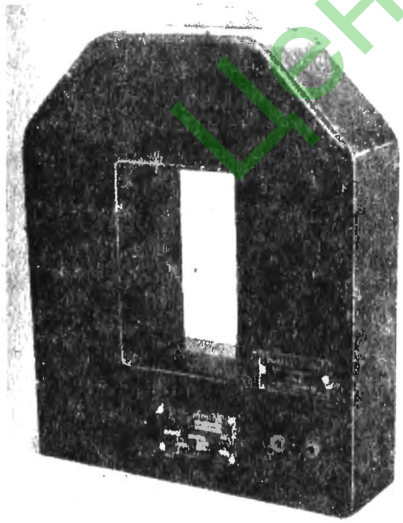


Рис. 6-3. Трансформатор тока ТШЛ0,66

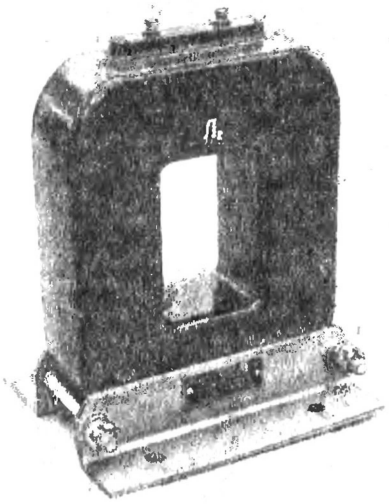


Рис. 6-4. Трансформатор тока ТШМС0,66-II

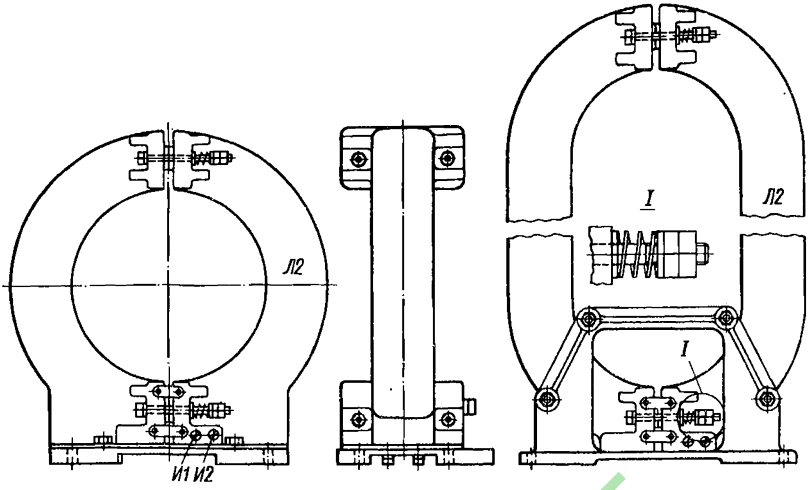


Рис. 6-5. Трансформатор тока ТШП0,66 на номинальный ток 25 000 А

мотка намотана проводом марки ПЭТВ диаметром 1,8 мм в ТТ на токи 2000 и 3000 А и диаметром 1,9 мм — на токи 4000 и 5000 А.

Вторичная обмотка закреплена на металлической скобе с приваренными к ней втулками, имеющими отверстия с резьбой М12. С помощью этих втулок обмотка центрируется в заливочной форме, они же используются для крепления готового трансформатора в месте установки.

Трансформаторы тока серии ТШМС0,66-II выпускаются на номинальные токи от 2000 до 8000 А. Серия имеет четыре типоисполнения в зависимости от номинального тока. Общий вид одного из ТТ этой серии показан на рис. 6-4. Вторичная обмотка трансформатора выполнена в виде двух параллельных секций, намотанных проводом марки ПЭТВ диаметром 1,4 мм. Каждая секция занимает половину ленточного магнитопровода прямоугольной формы. Между магнитопроводом и обмоткой расположены шайбы из стеклотекстолита и прокладки из электронита толщиной 0,5 мм. Межслоевая изоляция выполнена из стеклолакоткани ЛСКП-155. Сверху обмотка изолирована киперной лентой (четыре слоя вполнахлеста). Вторичная обмотка с магнитопроводом залита эпоксидным компаундом, создающим монолитный блок.

В электроустановке трансформаторы на 2000—6000 А крепятся с помощью двух угольников, имеющих по два отверстия диаметром 12 мм. Угольники крепятся к литому блоку трансформатора двумя болтами М10.

Для крепления трансформаторов на 800 А используется металлическая скоба, укрепленная на нижнем торце литого блока.

Трансформаторы тока серии ТШП0,66 предназначены для работы в электротермических установках. Они разработаны

в трех габаритах в зависимости от номинального тока. На рис. 6-5 приведен ТТ на ток 25 000 А. Магнитопровод этого ТТ имеет овальную форму. Вторичная обмотка с магнитопроводом залита в эпоксидный компаунд. Отличительной чертой трансформаторов серии ТШП0,66 является то, что магнитопровод их разрезан на две части. Обе половины после наложения на них обмотки и изоляции стягиваются между собой болтами через пружины и крепятся к металлической подставке. Пружины выбраны с таким расчетом, чтобы давление на поверхности соприкосновения половин магнитопровода было в пределах $(9—14)\cdot 10^5$ Па (9—14 кгс/см^2). Обмотки обеих секций соединяются между собой параллельно посредством перемычек.

Опорные трансформаторы тока. *Трансформаторы серии Т0,66* (рис. 6-6) рассчитаны на напряжение 0,66 кВ. Они предназначены для работы в условиях умеренного климата, категория размещения 3. Трансформаторы Т0,66 выпускаются на ток от 100 до 1000 А и имеют три исполнения в зависимости от номинального первичного тока.

Трансформатор Т0,66 представляет собой катушечную конструкцию с бумажно-лаковой изоляцией. Магнитопровод ленточный тороидальный у 1-го (на 100—400 А) и 2-го (на 600—800 А) исполнения и прямоугольный у 3-го (на 1000 А) исполнения. Для коррекции токовой погрешности отмоткой полувитка у трансформаторов 1-го и 2-го исполнений в магнитопроводе имеется отверстие, в которое проходит первый виток. Вторичная обмотка изолирована от магнитопровода прокладками из электрокартона толщиной 0,5 мм. Вторичная обмотка трансформаторов 3-го исполнения состоит из двух последовательно соединенных секций, намотанных на длинные стороны прямоугольного магнитопровода. Межслоевая изоляция вторичной обмотки выполнена из полос кабельной бумаги. Первичная обмотка трансформаторов одновит-

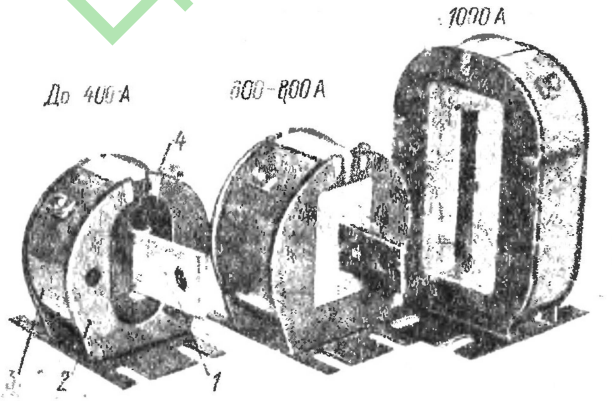


Рис. 6-6. Трансформаторы тока серии Т0,66

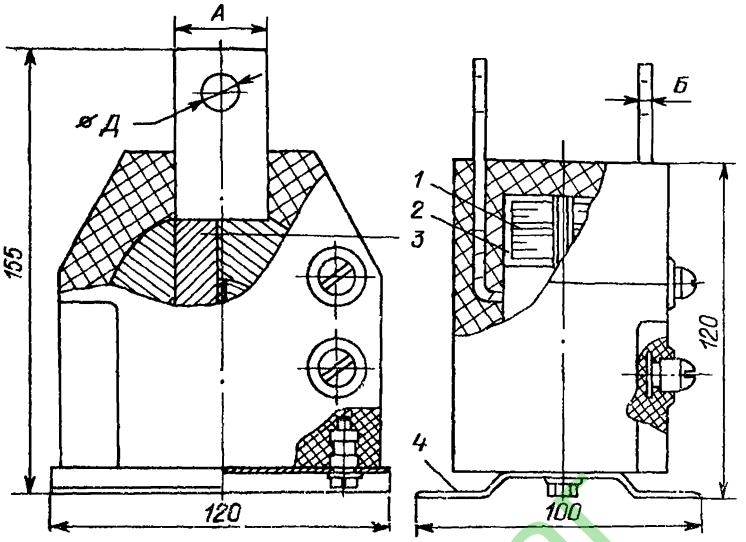


Рис. 6-7. Трансформатор тока серии ТЛ0,66 УТ3

Номинальный первичный ток, А	Размеры, мм		
	А	Б	⌀ Д
5—100	25	2,10	9
150	30	2,10	13
300		3,28	
200	30	2,10	13
400		4,0	

ковая и представляет собой прямой отрезок шины *1*, кроме трансформатора на ток 100 А, у которого первичная обмотка состоит из двух витков.

Первичная и вторичная обмотки заключены в кожух, состоящий из полосы двухмиллиметрового электрокартона *3*, на которой укреплены выводы вторичной обмотки, зажатой между двумя металлическими щеками *2*, скрепленными металлическими скобами *4*. Для того чтобы изолировать первичную обмотку *1*, под щеками предусмотрены пластины из стеклотекстолита, имеющие отверстия, в которых фиксируется первичная обмотка. Щеки приварены к основанию, в котором предусмотрено 4 паза для крепления трансформатора в электроустановке.

ЦентрМаг

Трансформаторы тока типа ТЛ0,66, рис. 6-7, выпускаются на токи от 5 до 400 А для работы в районах с умеренным и тропическим климатом. Категория размещения 3. Литая изоляция повысила надежность этих ТТ по сравнению с изделиями с сухой хлопчатобумажной изоляцией, пропитанной лаком, обеспечила устойчивость к климатическим и механическим воздействиям внешней среды.

В трансформаторах применен ленточный магнитопровод тороидальной формы *1*, снабженный отверстием для витковой коррекции. Перед наложением на магнитопровод буферного слоя, состоящего из отбортованных шайб, как в трансформаторе Т0,66, прокладок *2* из картона толщиной 1,5 мм ГОСТ 7933—75 и киперной ленты вполнахлеста, в отверстие магнитопровода вставляется линоксиновая трубка. В эту трубку пропускается первый виток вторичной обмотки, чем и обеспечивается коррекция в 1/2 витка. Для крепления конца киперной ленты применяется липкая лента ЛТ19. Вторичная обмотка намотана проводом ПЭТВ диаметром 1,4 мм. Вторичная обмотка с магнитопроводом пропитывается лаком для создания пленки, препятствующей проникновению компаунда при заливке.

Первичная обмотка *3* изготавливается из медной ленты марки ЛММ размером 0,3×12,5 мм, набираемой в пакет нужного сечения в зависимости от номинального тока. Изоляция первичной обмотки выполняется из ленты ЛТ19 и поверх нее — ленты ПХЛ. Трансформаторы ТЛ0,66 изготавливаются в зависимости от первичного тока с м. д. с. 300 или 400 А, что определяет соответственно число витков первичной и вторичной обмоток, а также размеры и конфигурацию выводов первичной обмотки.

В заливочной форме магнитопровод с обмотками крепится с помощью выводов обмоток за счет их жесткости. В нижней части трансформатора расположены две втулки с резьбой М6, к которым крепится металлическое основание трансформатора *4*, предназначенное для монтажа трансформатора в электроустановке и имеющее для этой цели два овальных отверстия размером 9×12 мм под болт М8. Измерительные цепи к выводам вторичной обмотки присоединяются при помощи винтов М5.

Трансформатор тока типа ТМ0,66 разработан специально для использования его в комплекте высокопроизводительного мельничного оборудования, имеет климатическое исполнение УХЛ4. Трансформатор выпускается на токи от 10 до 150 А и представляет собой опорную конструкцию (рис. 6-8) с литой эпоксидной изоляцией и катушечными обмотками (на ток 100 и 150 А первичная обмотка одновитковая).

Магнитопровод и вторичная обмотка конструктивно практически не отличаются от примененных в трансформаторах типа ТЛ0,66. Выводы вторичной обмотки расположены на скошенном участке в верхней части корпуса трансформатора. Первичные выводы у трансформаторов на токи от 10 до 50 А — на верхней

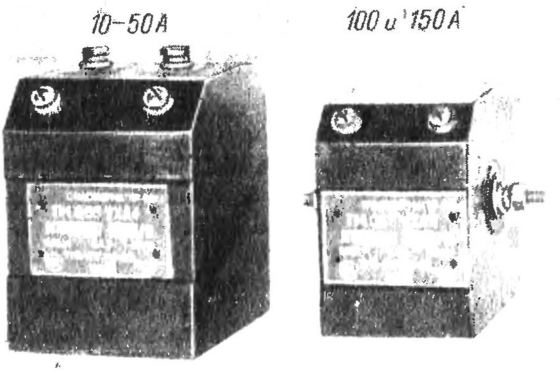


Рис. 6-8. Трансформаторы тока ТМ0,66

поверхности корпуса, а у одновитковых трансформаторов на токи 100 и 150 А — на боковых поверхностях.

Первичная обмотка на ток до 50 А намотана гибким проводом и занимает на магнитопроводе сектор 270°. На ток 100 и 150 А первичная обмотка выполнена из шпильки, характеристики первичной обмотки в зависимости от номинального тока приведены в табл. 6-3.

Характерной особенностью конструкции является отсутствие отдельного основания. Крепление трансформатора в электроустановке осуществляется с помощью двух гаек М8, залитых в основание корпуса трансформатора. Выводы первичной обмотки на ток до 50 А представляют собой медные пластины, под которыми залиты гайки.

Electrical

Таблица 6-3. **Характеристика первичной обмотки трансформатора ТМ0,66**

Номинальный первичный ток, А	Число витков	Число проводников в витке	Материал и сечение проводника
10 20 30 50	15 8 5 3	1 2 3 5	Провод ПРГИ или ПРГН сечением 2,5 мм²
100	1	—	Шпилька диаметром 6 мм
150	1	—	То же, 8 мм

6-3. ВСТРОЕННЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА

К встроенным трансформаторам тока относятся трансформаторы, не имеющие собственной первичной обмотки и собственной высоковольтной изоляции. Эти ТТ встраиваются внутрь выключателей, силовых трансформаторов и экранированных токопроводов. Из этой группы наиболее многочисленную часть составляют встроенные ТТ для высоковольтных выключателей и силовых трансформаторов. Их технические характеристики приведены в табл. 6-4.

Трансформаторы тока серии ТВ (рис. 6-9) для выключателей и силовых трансформаторов на напряжение от 10 до 220 кВ состоят из ленточного тороидального магнитопровода, изолированного кабельной бумагой, на который намотана вторичная обмотка, выполненная проводом ПСВЛУ или ПЭТВ в зависимости от типоисполнения ТТ. Для ТТ на 110 и 220 кВ обмотка состоит из трех секторов, между которыми расположены специальные подставки. Они применяются, чтобы при установке трансформаторов на плоскость или друг на друга избежать давления на вторичную обмотку.

Характерной особенностью этих простых по конструкции трансформаторов является то, что выключатели, в которые они встраиваются, часто эксплуатируются при токах, значительно меньших, чем номинальный ток. Это может быть связано с различными причинами, зачастую с тем, что устанавливают выключатель в расчете на перспективное развитие мощности электроустановки. Поскольку замена встроенного ТТ связана с трудоемкой разборкой аппарата, отключением потребителей, встроенные ТТ изготавливают с несколькими коэффициентами трансформации. Трансформаторы серии ТВ для высоковольтных выключателей изготавливаются, как правило, с четырьмя коэффициентами трансформации, получаемыми изменением числа витков вторичной обмотки.

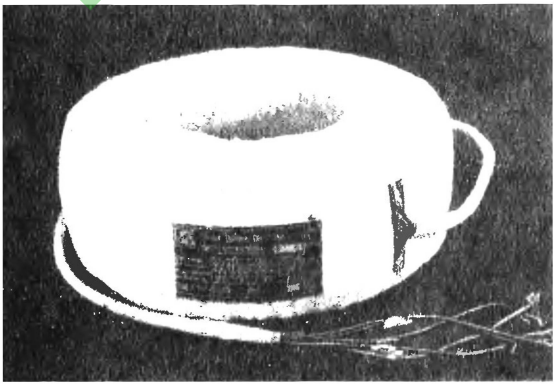


Рис. 6-9. Встроенный трансформатор тока ТВ35-50

Таблица 6-4. **Технические характеристики трансформаторов тока внутренней установки на напряжение свыше 1,0 до 35 кВ и с номинальным вторичным током 5 А**

Серия, тип	Номинальное напряжение, кВ	Номинальный первичный ток, А	Номинальная частота, Гц	Термическая стойкость, кА	Характеристика вторичных обмоток						Климатическое исполнение, категория размещения	Масса, кг
					Обмотка 1			Обмотка 2				
					Класс точности	Номинальная нагрузка, В·А	Номинальная предельная кратность	Класс точности	Номинальная нагрузка, В·А	Номинальная предельная кратность		
ТЧС2	2	10—200	400 1000 2400 8000	—	1	20 25 50 30	—	—	—	—	Т3	7
ТШЧЛ2	2	600—6000 300—4000 300—3000 300—2000 300—1000	50; 60 400 1000 2400 8000	150	1	40 50 50 50 50	4 3 — — —	—	—	—	У3, Т3 ОМ3	От 7,5 до 14,5
ТВЛМ6	6	10; 20; 30; 50; 75; 100; 150; 200; 300; 400	50	20	1	15	—	—	—	—	У3	5,3
ТЛМ10	10	50; 100; 150; 200; 300; 400; 600; 800; 1000; 1500	50	26	0,5	10	—	10Р	15	15	У3, Т3	27
ТОЛК6	6	50; 80; 100; 150; 200; 300; 400; 600	50	9,6	1	30	—	—	—	—	—	12,3
ТОЛ10	10	50; 100; 150; 200; 300; 400; 600; 800; 1000; 1500	50; 60	20	0,5 или 10Р	10	—	10Р	15	10	У3, Т3	25

Центрмаг

ТПОЛ10	10	600; 800; 1000; 1500	50; 60	27	0,5	10	—	10Р	15	20	УЗ, ТЗ	18
ТЛШ10	10	2000; 3000; 4000; 5000	50; 60	31,5	0,5	20	—	10Р	30	15	УЗ, ТЗ	24,5
ТШЛ10	10	1000; 2000; 3000; 4000; 5000	50; 60	175	0,5	20	—	10Р	30	25	УЗ, ТЗ	52
ТЛ10	10	50; 100; 150; 200; 300; 400; 600; 800; 1000; 1500; 2000; 3000	50; 60	31,5	0,5	10	—	10Р	15	15	УЗ, ТЗ	До 60
ТПЛ10	10	5; 10; 15; 20; 30	50	14	0,5	10	—	10Р	15	13	УЗ; ТЗ	16
ТЛК10	10	30; 50; 75; 100; 150; 200; 300; 400; 600; 800; 1000; 1500	50; 60	31,5	0,5	10	—	10Р	15	10	УЗ, ТЗ У2, Т2	23
ТШВ15, ТШВ15Б	15	6000; 8000	50; 60	160	0,5	30	—	10Р	30	15	УЗ	До 93
ТПОЛ20	20	400; 600; 800; 1000; 1500	50; 60	60	0,5 или 10Р	20—50 20	— 13—36	10Р	20	13—36	УЗ, ТЗ	43
ТШ20	20	8 000; 10 000; 12 000	50; 60	160	0,2 или 10Р	30	— 9	—	—	—	УХЛ3, ТЗ	45
ТВГ24	24	6 000; 12 000; 15 000	50; 60	—	10Р * или 0,5	40 40	4	—	—	—	УЗ	До 150
ТШВ24	24	24 000; 30 000	50	180	0,2 или 10Р	100 100	— 6	—	—	—	УЗ	115

Центрмаг

Продолжение табл. 6-4

Серия, тип	Номинальное напряжение, кВ	Номинальный первичный ток, А	Номинальная частота, Гц	Термическая стойкость, кА	Характеристика вторичных обмоток						Климатическое исполнение, категория размещения	Масса, кг
					Обмотка 1			Обмотка 2				
					Класс точности	Номинальная нагрузка, В·А	Номинальная предельная кратность	Класс точности	Номинальная нагрузка, В·А	Номинальная предельная кратность		
ТПОЛ35	35	400; 600; 800; 1000 1500	50	52	0,5 или 10Р	15—50 20	— 13—26	10Р	20	13—26	У3, Т3	55
ТЛК35	35	200; 300; 400; 600; 800; 1000	50; 60	31,5	0,5	10	—	10Р	15	10	У3, Т3	50
		1500		50		15	—	10Р	30			
		2000; 3000		100		15	—	10Р или 5Р	15	10 или 8		70
ТЛЛ35 **	35	5; 10; 15; 20; 30; 40; 50; 75; 100; 200; 300; 400; 600; 800; 1000; 1500; 2000; 3000	50	—	0,1	15	—	—	—	—	УХЛ4,2	86

* Трансформатор ТВГ24 имеет три одинаковые вторичные обмотки. ** Комплект трансформатора ТЛЛ35 с утроителем частоты и установкой управления — для лабораторных измерений.

ЦентрМаг

Для удобства переключения коэффициента трансформации начало и конец вторичной обмотки вместе с выводами от промежуточных отпаек выполнены в виде жгута, длина которого определяется с тем расчетом, чтобы вывести концы жгута в шкаф управления выключателем, где осуществляется подключение вторичной цепи. Поскольку первичной обмоткой является ввод выключателя или силового трансформатора и обмотка, следовательно, всегда состоит из одного витка, м. д. с. ТТ соответствует его первичному току. В результате этого при малых номинальных токах, например 50 А, и большом диаметре магнитопровода, определяемом конструкцией высоковольтного ввода, для получения заданных характеристик приходится использовать довольно массивные магнитопроводы, что определяет большую массу этих ТТ.

Встроенные ТТ, предназначенные для установки в силовые трансформаторы, обычно имеют один коэффициент трансформации, соответствующий номинальному току силового трансформатора.

Трансформаторы тока ТВТ представляют собой большую серию, предназначенную для встраивания в силовые трансформаторы высокого и сверхвысокого напряжения, начиная с 35 кВ. В последнее время к защитам силовых трансформаторов предъявляются повышенные требования, в частности по обеспечению надежной работы защиты при переходных режимах в случае короткого замыкания. Это потребовало специальных конструкций встроенных трансформаторов, в частности со сплошным магнитопроводом или с частичными зазорами в нем. Такие зазоры имеются в магнитопроводах некоторых типоисполнений встроенных ТТ серий ТВТ. Конструктивно зазоры получают, разрезая тороидальный ленточный магнитопровод по радиусу. Для равномерного распределения магнитного поля зазоры, как правило, распределяют по окружности магнитопровода, для чего выполняют 4, 6 или 12 разрезов. Торцы магнитопровода в местах резки шлифуют, чтобы обеспечить необходимую чистоту поверхности, устанавливают прокладки, обеспечивающие расчетный зазор, после чего стягивают части магнитопровода стеклобандажной лентой. Для получения трансформатора с частичным зазором используют комбинацию из разрезного и неразрезного магнитопроводов соответствующих сечений.

Трансформаторы тока серий ТВ и ТВТ устанавливаются на вводах выключателей и силовых трансформаторах и рассчитаны на работу в трансформаторном масле в силовых трансформаторах и в смеси воздуха с парами масла или частично в масле — для выключателей. По климатическим воздействиям эти ТТ квалифицируются по 2-й категории размещения.

Трансформаторы тока типа ТВГ24 (рис. 6-10) предназначены для установки на нулевых выводах турбогенераторов на номинальное напряжение до 24 кВ, т. е. тоже относятся к группе встроенных ТТ. Эти ТТ имеют 3-ю категорию размещения и рас-

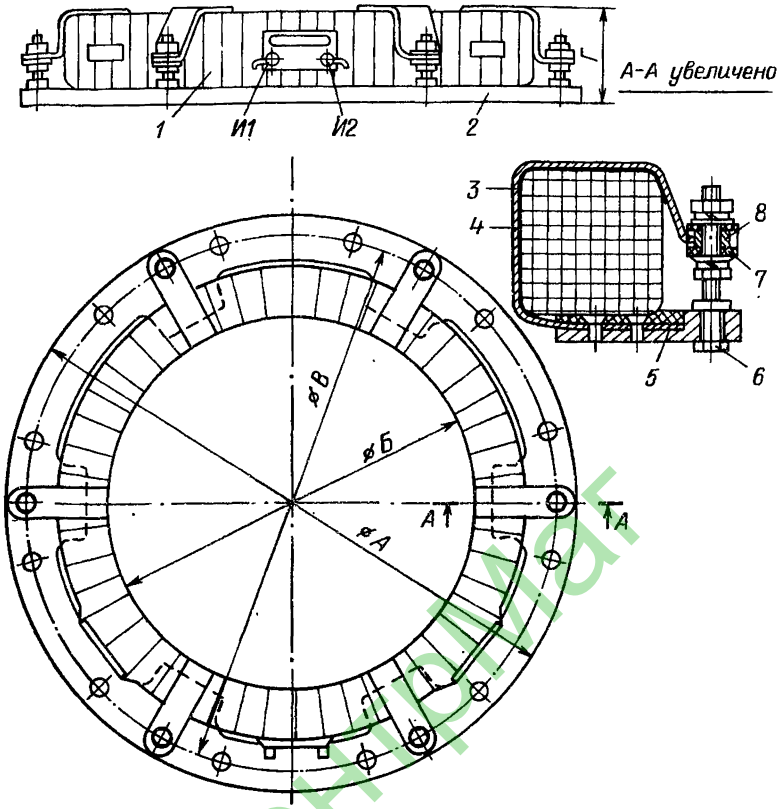


Рис. 6-10. Вторичная обмотка с фланцем трансформатора тока ТВГ24

считаны на эксплуатацию в следующих условиях: нижняя температура окружающего воздуха — плюс 5 °С; верхняя температура воздуха в коробке выводов генератора, где расположены трансформаторы, — плюс 60 °С для трансформаторов на 6000 А и 55 °С — на 12 000 и 15 000 А; механические факторы — М5 по ГОСТ 17516—72 (см. табл. 6-1); рабочее положение в пространстве — горизонтальное (с вертикальной осью).

Трансформатор устанавливается на плите турбогенератора в коробке нулевых выводов, изолированных на номинальное напряжение 24 кВ и служащих первичной обмоткой ТТ. Трансформатор крепится к плите турбогенератора болтами, устанавливаемыми в имеющихся на нижнем фланце *2* отверстиях диаметром 18,5 мм. Под один из болтов крепится шина заземления.

Трансформатор состоит из трех конструктивно идентичных узлов, представляющих собой вторичную обмотку, закрепленную на фланце из алюминиевого сплава посредством стальных лент.

Центрмаг

Таблица 6-5. Масса и размеры трансформатора ТВГ24

Типоисполнение	Номинальный первичный ток, А	Размеры, мм				Масса, кг
		А	*Б*	*В*	*Г*	
ТВГ24-I	6000	660	400	630	340	80
	12 000					130
ТВГ24-II	15 000	790	530	750	350	150

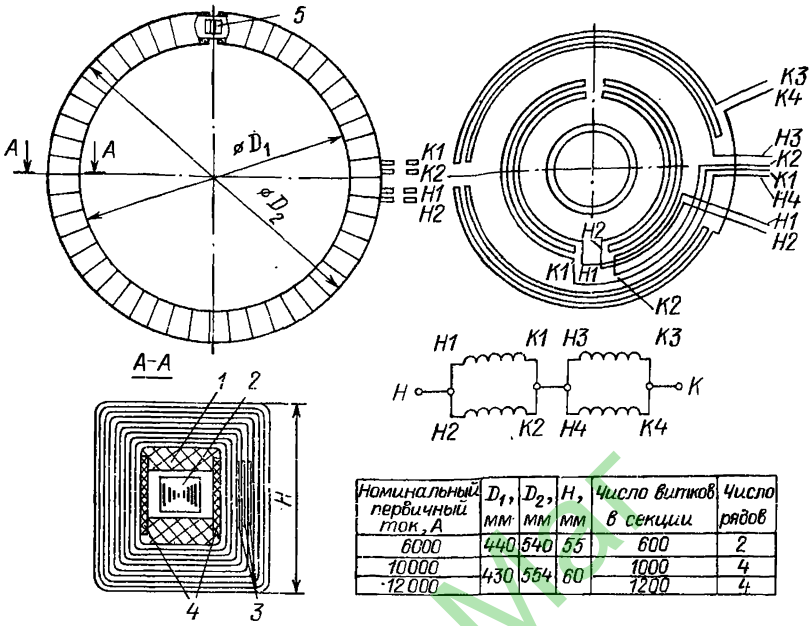
Вторичные обмотки с фланцами собраны в единый блок с помощью специальных болтов диаметром 12 мм. Общая масса трансформатора и габаритные размеры в зависимости от номинального тока даны в табл. 6-5.

Вторичная обмотка с фланцем и крепление ее к фланцу с помощью металлической ленты *3* показаны на рис. 6-10. Между обмоткой *1* и фланцем *2* имеется изоляционная прокладка из стеклотекстолита *5*, а под лентой *3* — прокладка *4* из поронита ПОН1. Во избежание образования короткозамкнутого витка лента отделена от стяжного болта *6* изоляционными втулкой *8* и шайбой *7*.

Основная трудность при создании подобных ТТ заключается в том, что в ограниченном пространстве, где неизбежно влияние соседних токоведущих шин, нужно обеспечить преобразование большого тока (до 15 000 А) с точностью 0,5 %. Кроме того, при четырехкратной перегрузке по току, когда влияние соседних фаз возрастает в 16 раз, полная погрешность не должна превышать 10 %.

С этой целью в трансформаторах ТВГ24 в отличие от прежней конструкции ТВГ20, где применялся алюминиевый экран толщиной 7 мм, гасивший воздействие внешнего магнитного поля в результате возникающих в нем вихревых токов, применена специальная схема намотки секционированной вторичной обмотки, изображенная на рис. 6-11. Показана конструкция секций *1* и *2* вторичной обмотки. Ленточный тороидальный магнитопровод *2* защищен шайбами *1* из 8-миллиметрового стеклотекстолита и изоляционными цилиндрами *4* толщиной 2 мм с намотанной поверху в два слоя стеклолакотканью. Секции вторичной обмотки намотаны проводом марки ПСД диаметром 1,8 мм. В качестве межслоевой изоляции применена стеклолента ЛСЭБ толщиной 0,15 мм, наложенная в два слоя вполнахлеста. Для выравнивания провода укладывают прокладки *3*. Для разделения секций установлены стойки *5* из материала АГ-4В. После намотки обмотку пропитывают лаком ФЛ-98, а затем обматывают двумя слоями стеклоткани и одним слоем стеклоленты.

После испытания этой части обмотки, содержащей две секции, на нее накладывают две остальные секции, смещенные по отно-



Номинальный первичный ток, А	D_1, мм	D_2, мм	H, мм	Число витков в секции	Число рядов
6000	440	540	55	600	2
10000	430	554	60	1000	4
12000				1200	4

Рис. 6-11. Схема и конструкция вторичной обмотки трансформатора тока типа ТВГ24 на номинальный ток от 6000 до 12 000 А

шению к первой паре на 90°. Производят пайку выводов секций по схеме рис. 6-11: начала секций *1*, *2* и концы секций *3*, *4* выводят соответственно на зажимы колодки *И1* и *И2* (см. рис. 6-10), к которым подключается вторичная цепь.

6-4. ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА НА НАПРЯЖЕНИЕ СВЫШЕ 1000 В

В отечественной и зарубежной практике распределение электроэнергии при напряжениях от 6 до 35 кВ, как правило, осуществляется с помощью комплектных распределительных устройств (КРУ). Поэтому основная часть ТТ на эти напряжения представляет собой аппараты, применяемые в различных типах КРУ. Технические характеристики этих ТТ приведены в табл. 6-4. В ТТ этих классов напряжения наиболее эффективно проявились преимущества литой изоляции (ЛИЗ) на основе эпоксидных смол, в результате чего в этих изделиях она вытеснила другие виды материалов для главной изоляции.

Технологические особенности и свойства ЛИЗ соответствующим образом отразились и на конструкции ТТ. Ограниченные рамки книги не позволяют подробно рассмотреть свойства ЛИЗ и особенности ее технологии. Этому вопросу посвящена довольно

ЦеТрМ

обширная литература [13, 38, 49]. Однако для понимания конструкции литых ТТ необходимо отметить несколько важнейших положений, связанных с ЛИЗ.

Основными преимуществами ЛИЗ являются:

возможность получения готового изделия любой формы;

пониженная пожароопасность; вследствие применения кварцевого песка в качестве наполнителя эпоксидный компаунд горит, но не поддерживает горения;

высокая электрическая прочность: кратковременная составляет 20 кВ/мм, длительная — в зависимости от технологии ЛИЗ (открытое литье или литье под вакуумом) — от 3,5 до 19 кВ/мм [49];

достаточная прочность и монолитность конструкции, жесткая фиксация в заданном положении закладных частей, что позволяет устанавливать литые аппараты в любом положении по отношению к горизонту;

возможность подбором компонентов получать ЛИЗ с различными физико-механическими свойствами; это преимущество в производственной технологии используется пока очень мало по причинам, связанным со сложностью перестройки технологического процесса и переналадки оборудования;

меньшая трудоемкость изделий, в основном за счет сокращения сборочных работ.

Наиболее широкое применение в качестве ЛИЗ для ТТ в СССР получил компаунд ЭД3-1 на основе эпоксидной смолы марки ЭД-8. В качестве ее эквивалента часто применяется смола марки «Эпокси-2000» производства ЧССР. Компаунд с ее применением обозначается ЭД3-2.

Компаунд ЭД3-1 (ЭД3-2) относится к группе компаундов горячего отверждения и состоит из следующих компонентов: смола ЭД-8 по ГОСТ 10587—84 или «Эпокси-2000» (100 ч по массе), отвердитель — ангидрид фталевый по ГОСТ 7119—77 (30 ч), наполнитель пылевидный — молотый кварц марки А или Б по ГОСТ 9077—82 (200 ч).

Приводим основные физико-механические свойства этого компаунда:

Прочность при разрыве, МПа, не менее	50
Разрушающее напряжение при изгибе, МПа, не менее	100
Ударная вязкость, Дж/м^2, не менее	9
Теплостойкость по Мартенсу, °С, не менее	110
Коэффициент теплового линейного расширения в интервале температур (20—130) °С, К$^{-1}$, не более	$40 \cdot 10^{-6}$
Водопоглощение в течение 24 ч при температуре (23 ± 2) °С, %, не более	0,06
Плотность, кг/м^3, не более	1900
Удельное объемное сопротивление, Ом·м, не менее	$1 \cdot 10^{13}$
Удельное поверхностное сопротивление, Ом, не менее	$1 \cdot 10^{15}$
Тангенс угла диэлектрических потерь при частоте 50 Гц и температуре (23 ± 2) °С, %, не более	0,006

Диэлектрическая проницаемость при 50 Гц, не более	5
Электрическая прочность кратковременная, МВ/м, не менее . .	20

Технология приготовления ЛИЗ и заливки изделий содержит следующие основные этапы:

просев, прокаливание пылевидного кварца при температуре 700—800 °С или просушивание при температуре 120—150 °С;

расплавление эпоксидной смолы при температуре 130—140 °С;

перемешивание под вакуумом при температуре (125 ± 5) °С смеси смолы с наполнителем;

введение отвердителя и перемешивание его со смесью смолы и наполнителя; допустимое время перемешивания от момента введения отвердителя до разливки компаунда в формы определяется разностью между сроком жизни компаунда (время, по истечении которого вязкость компаунда начинает резко нарастать и он становится непригодным для разливки) и временем, необходимым для заполнения компаундом заливочной формы; срок жизни компаунда ЭДЗ-1 составляет 30—40 мин;

разливку компаунда в формы; формы с установленными в них закладными частями (магнитопроводы, обмотки и др.) должны быть до заливки прогреты до температуры 125—130 °С; для получения высококачественных изделий формы перед заливкой нужно вакуумировать и заливку производить под вакуумом;

полимеризацию компаунда при температуре 120 °С в течение 14 ч;

охлаждение отливки; во избежание механических напряжений в компаунде оно должно быть медленным.

При проектировании ТТ с ЛИЗ необходимо учитывать ряд ее особенностей. Ниже кратко отмечены основные из этих особенностей:

1. Необходимо обеспечить достаточно надежное крепление закладных элементов в заливочной форме с тем, чтобы их определенное взаимное расположение сохранялось в жидком горячем компаунде вплоть до его полимеризации.

2. Температура заливки и полимеризации ЛИЗ равна 120 °С, поэтому независимо от класса нагревостойкости ТТ все материалы должны быть рассчитаны на воздействие указанной температуры в течение необходимого технологического времени.

3. Конструкция ТТ с ЛИЗ неразборная и неремонтируемая, что налагает повышенные требования к надежности всех внутренних деталей и узлов.

4. Существенную долю в общей трудоемкости занимает сборка и разборка заливочной формы. Исходя из этого, при проектировании ТТ следует обращать внимание на то, чтобы конструкция изделия позволила применить заливочную форму с минимальным числом разъемов. При проектировании формы нужно обеспечить уклоны для ее разборки и извлечения отливки. Уклон зависит от глубины формы и выбирается, как правило, не менее 2—3°. Из

Центр

Таблица 6-6. **Коэффициенты линейного теплового расширения**

Материал	КЛТР·10⁶, К⁻¹	Материал	КЛТР·10⁶, К⁻¹
Сталь	10—12	Текстолит марки А	35,0
Медь	16,2—16,7	Стеклотекстолит	16,6
Латунь	17,8—19,8	Фарфор	4—6
Алюминий	23,8—27,0	Бронза	18
Дюралюминий АМГ	21,9—23,0	Компаунд эпоксидный ЭДЗ-1	30—40

этих же соображений большое значение имеет чистота поверхности заливочной формы, особенно тех ее частей, которые по отношению к отливке являются внутренними (например стержни, формирующие окно шинного трансформатора).

5. Во избежание адгезии компаунда к заливочной форме внутренняя поверхность ее смазывается специальной разделительной смазкой на основе кремнийорганического каучука. Это обстоятельство нужно иметь в виду, так как следы смазки неизбежно сохраняются на поверхности трансформатора.

Эпоксидный компаунд обладает хорошей адгезией ко всем металлам и большинству изоляционных материалов. По отношению к ряду неметаллических материалов (фторопласт, полиэтилентерефталат, полиэтилен, капрон, кремнийорганические материалы и т. п.) адгезия компаунда низкая. Для повышения адгезии поверхности материалов должны быть очищены и обезжирены.

6. В процессе полимеризации происходит химическая усадка компаунда, составляющая до 2 % его объема. Химическая усадка направлена к центру массы компаунда. В основном химическая усадка происходит в то время, когда компаунд находится еще в не затвердевшем состоянии. Для пополнения объема компаунда в форме должна быть предусмотрена подпитка за счет литника.

7. Для обеспечения высокого качества изоляции не рекомендуется создавать изоляционные зазоры между заливаемыми элементами с помощью различного рода прокладок.

8. Весьма важное значение имеет то обстоятельство, что эпоксидный компаунд и материалы, залитые внутри изоляционного блока, имеют разные коэффициенты линейного теплового расширения (КЛТР). Значения КЛТР материалов, наиболее часто применяемых в конструкциях ТТ, приведены в табл. 6-6. В результате этого уже в процессе охлаждения полимеризованной отливки, а затем и в эксплуатации при изменении температуры ТТ внутри отливки могут возникать значительные механические напряжения. Они могут привести к изменению метрологических характеристик ТТ вследствие изменения магнитных характеристик электротехнической стали, зависящего от механических воздействий. Результатом этого может быть также разрушение ЛИЗ.

Чтобы избежать вредных последствий различных значений КЛТР, между эпоксидным компаундом и заливаемыми элементами устанавливают сжимаемые прокладки, которые способны воспринимать за счет собственной деформации усилия, возникающие при взаимных перемещениях компаунда и закладных элементов. Эти прокладки принято называть буферными прокладками или просто буфером.

9. В качестве буфера используются различные материалы. Эффективность буфера зависит от вида материала и его толщины. Для эффективной работы буфер должен сжиматься с уменьшением объема и, следовательно, содержать газ (как правило, воздух). Буфер очень часто находится в зоне главной изоляции и поэтому подвержен воздействию электрического поля. Это необходимо иметь в виду и, если нужно. принимать меры, исключающие возникновение в буфере частичных разрядов. Для этих целей наиболее эффективна защита буфера с помощью проводящих или полупроводящих экранов. При полупроводящих экранах поверхностное сопротивление материала, из которого они выполнены, должно быть не более $1 \cdot 10^5$ Ом·м. В качестве полупроводящего лака, который наносится на поверхность буфера, может быть рекомендован следующий состав, обеспечивающий удельное сопротивление $1 \cdot 10^3$—$1 \cdot 10^5$ Ом: эмаль ГФ-92-ХС (100 ч по массе), сажа ацетиленовая (10—15 ч).

При применении этого лака должен быть обеспечен хороший токосъем с его поверхности, например с помощью медной ленты, закрепленной на поверхности буфера.

Эффективны также экраны из металлической фольги.

Шинные трансформаторы тока на напряжение свыше 6 кВ разрабатывают, как правило, на номинальные токи свыше 1000 А, когда одного витка при достаточно большом окне магнитопровода бывает достаточно для обеспечения заданных метрологических характеристик вторичных обмоток.

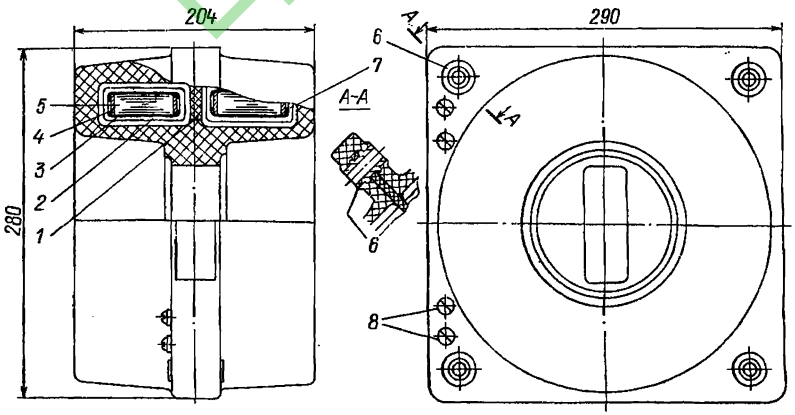


Рис. 6-12. Трансформатор тока ТЛШ10

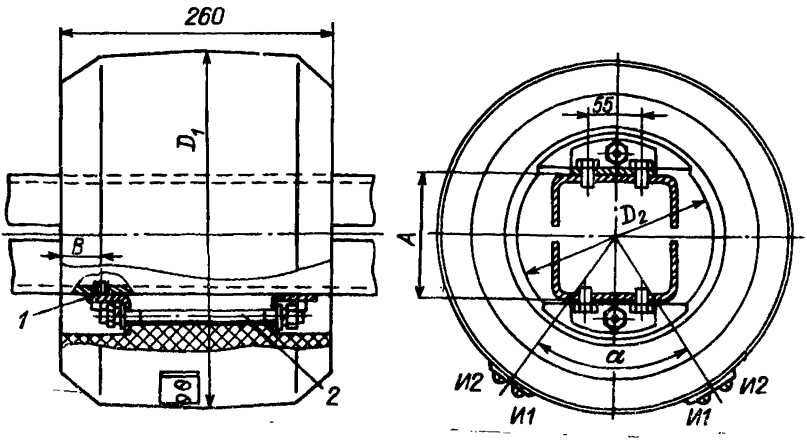


Рис. 6-13. Трансформатор тока ТШЛ10

Обозначение	Номинальный первичный ток, А	Размеры, мм					Исполнение	Масса, кг	Шина
		D_1	D_2	A	B	α, ...°			
ТШЛП-10У3 ТШЛП-10Т3	1000	300	110	38	35	90°	1	49	2 (100× ×12,5)
ТШЛКП-10У3 ТШЛКП-10Т3	2000						2		
ТШЛ-10У3 ТШЛ-10Т3	2000—5000	350	175	135	40	70°	1	52	125×125
ТШЛК-10У3 ТШЛК-10Т3							2		

Трансформаторы тока серии ТЛШ10 разработаны на номинальные токи от 2000 до 5000 А. Комплект вторичных обмоток *2* и *7* (рис. 6-12) закреплен шнуром на кольце *1* из электрокартона толщиной 4 мм. С помощью втулок *6* кольцо с обмотками фиксируется в заливочной форме. Для этого втулки снабжены выступами, между которыми крепится кольцо. Магнитопровод *5* выполнен из стали марки 3405. На магнитопроводе расположен буфер, состоящий из шайб *4*, сделанных из электрокартона толщиной 2 мм, прокладок *3* из полумиллиметрового электрокартона, трех слоев тафтяной ленты и двух слоев стеклолакоткани.

Вторичные обмотки намотаны проводом ПЭТВ диаметром от 1,7 до 1,9 мм в зависимости от номинального первичного тока. Межслоевая изоляция — стеклолакоткань.

ЦентрМаг

В электроустановке трансформатор крепится с помощью тех же четырех втулок *6*, имеющих для этого отверстия диаметром 12,5 мм. Фланец, в котором расположены втулки, выполнен из эпоксидного компаунда и формируется при заливке трансформатора. Чтобы разгрузить фланец от механических воздействий при монтаже трансформатора, втулки *6* оставляют выступающими на 1 мм над поверхностью. На одной из торцевых сторон фланца расположены зажимы вторичных обмоток *8*.

Характерной особенностью трансформатора ТЛШ10 является то, что размеры прямоугольного окна рассчитаны так, что шины распредустройства проходят в него с небольшим зазором примерно 1 мм. Это, с одной стороны, позволяет повысить локализационную способность распредустройства, так как препятствует распространению электрической дуги в случае короткого замыкания, а с другой — использовать трансформатор как проходной изолятор с шинодержателем.

Трансформаторы тока серии ТШЛ10 (рис. 6-13) предназначены в основном для токопроводов и рассчитаны на крепление их непосредственно на шине токопровода. Для этого болтами М10 к токоведущей шине крепятся угольники *1*, на которых с помощью болтов или шпилек *2* фиксируется трансформатор. Вторичные обмотки трансформатора, принципиально не отличающиеся от обмоток трансформатора ТЛШ10, закреплены на кольце, отлитом из эпоксидного компаунда.

Имеется модификация трансформатора ТШЛ10, предназначенная для установки в КРУ. Конструктивно это исполнение отличается наличием кольцевой проточки шириной 5 мм и глубиной 3 мм. Она расположена по наружной поверхности на середине высоты трансформатора, и в ней фиксируется лист, разделяющий отсеки КРУ.

Окно трансформатора ТШЛ10 значительно больше, чем у ТЛШ10 на тот же номинальный ток, так как рассчитано на шину коробчатого сечения.

Трансформаторы тока типов ТШВ15 и ТШВ15Б предназначены для установки в токопроводах генераторных распределительных устройств. Трансформатор ТШВ15 (рис. 6-14) снабжен силуминовым корпусом *2*, который устанавливается в рассечку токопровода, а трансформатор ТШВ15Б (рис. 6-15), предназначенный для пофазно экранированных токопроводов, собственного корпуса не имеет.

Трансформаторы имеют воздушную изоляцию на номинальное напряжение 15,75 кВ. Они рассчитаны на эксплуатацию в районах с умеренным климатом по категории размещения 3 при температуре окружающего воздуха до 70 °С, а также на воздействие механических факторов, нормированных для машинных залов электростанций по группе условий эксплуатации М5.

Вторичные обмотки ТШВ15 и ТШВ15Б конструктивно одинаковы. Рассмотрим конструкцию вторичной обмотки транс-

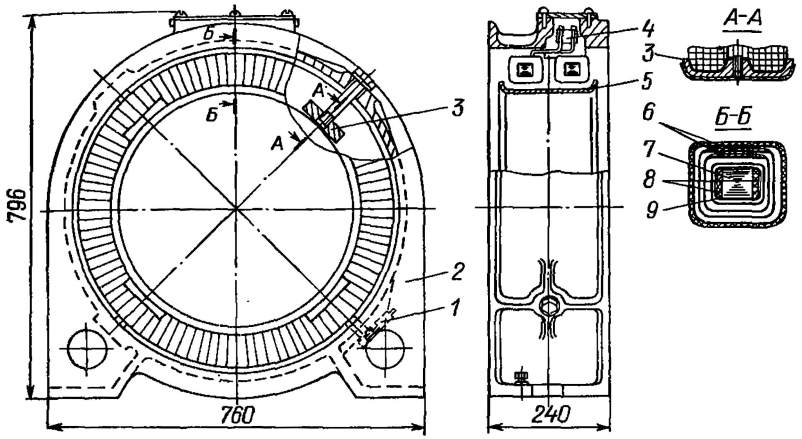


Рис. 6-14. Трансформатор тока ТШВ15

форматора ТШЛ15 (рис. 6-14). Для увеличения жесткости ленточного тороидального магнитопровода *7* на торцах его установлены шайбы *8* из 8-миллиметровой дельта-фанеры. Изоляционные прокладки *6* из электрокартона толщиной 0,5 мм и шайбы закреплены стеклолакотканью ЛСЭ толщиной 0,15 мм, которая в виде лент шириной 25—30 мм намотана в 2 слоя вполнахлеста. Вторичная обмотка намотана проводом ПСД диаметром 2,24 мм. В качестве межслоевой изоляции применена стеклолента ЛСЭБ толщиной 0,15 мм (2 слоя вполнахлеста). Выводы обмотки выполнены гибким проводом марки РКГМ. Для выравнивания обмотки, чтобы предотвратить западание витков наружных слоев между витками внутренних, между слоями обмотки укладывают прокладки *9* из электрокартона толщиной 0,2 мм. Сверху обмотка изолирована двумя рядами киперной ленты вполнахлеста. Обмотка пропитывается лаком ФЛ-98, после чего покрывается эмалью ГФ-92-ГС.

Рис. 6-15. Трансформатор тока ТШВ15Б

С помощью четырех силуминовых обмоткодержателей *3* трансформатор ТШВ15 крепится в корпусе. К обмоткодержателям винтами прикреплен заземленный экран *5*, выравнивающий электрическое поле в воздушном зазоре, который является главной изоляцией трансформатора. Выводы вторичных обмоток подведены к зажимам, расположенным на клеммных колодках *4* в верхней части корпуса. Зажимы вторичных обмоток закрыты крышкой. В двух из четырех болтов М20, крепящих обмоткодержатели, установлены пломбы *1*. Крепление трансформатора ТШВ15 на месте установки осуществляется четырьмя болтами М18, для которых в основании корпуса имеются овальные отверстия размером 40× ×18,5 мм.

Трансформатор ТШВ15Б (рис. 6-15) состоит из двух вторичных обмоток, скрепленных четырьмя обмоткодержателями, привинченными специальными болтами к силуминовому кольцу. На головке болта имеется углубление, в котором фиксируются концы упорных винтов М30, крепящих трансформатор в кожухе токопровода.

Выводы вторичных обмоток подсоединены к зажимам, запрессованным в пластмассовую колодку.

Трансформаторы тока серии ТШВ24 на номинальный ток 30 000 А предназначены для установки в пофазно экранированные токопроводы генераторных распределительных устройств на номинальное напряжение 24 кВ промышленной частоты в районах с умеренным климатом. Категория размещения 3. Трансформатор рассчитан на работу при температуре воздуха внутри токопровода до 70 °С (при номинальном токе 24 кА) и до 80 °С (при номинальном токе 30 кА). В зоне установки трансформатора должна обеспечиваться циркуляция воздуха со скоростью не менее 3,5 м/с. Трансформаторы устойчивы к воздействию механических факторов для группы условий эксплуатации М5. Шина распредустройства в месте установки трансформатора должна располагаться горизонтально и иметь диаметр 600 мм, в ней не допускаются поперечные сварные швы, вентиляционные отверстия и другие дефекты, нарушающие равномерность распределения тока.

Трансформатор ТШВ24 состоит только из вторичной обмотки. Комплект таких трансформаторов с нужным сочетанием характеристик набирается непосредственно на месте установки в токопроводе.

Вторичная обмотка намотана на ленточный магнитопровод, помещенный для придания механической прочности в коробку из алюминиевого сплава. Чтобы не возникло короткозамкнутого витка, в разъем коробки вложена прокладка из электронита. Конструкция самой обмотки принципиально не отличается от конструкции обмотки трансформатора ТШВ15. Поверх обмотки расположен электростатический экран из алюминиевой фольги толщиной 0,02 мм, защищенный тремя слоями вполнахлеста стеклоленты марки ЛСЭБ. Экран соединен гибким проводом с зажимом

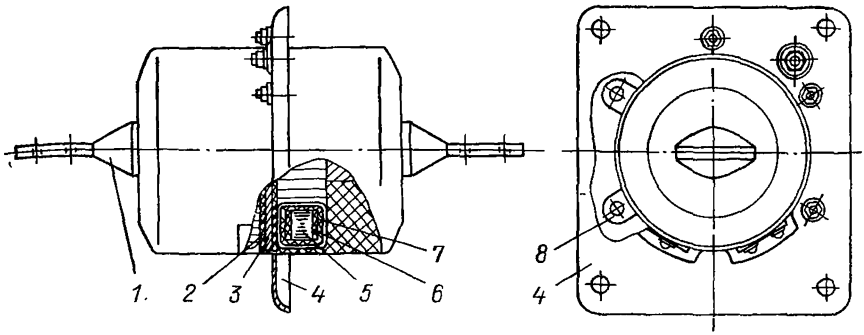


Рис. 6-16. Трансформатор тока ТПОЛ10

заземления, расположенным на колодке вторичных зажимов, куда выведены концы вторичной обмотки. Заземляющий провод припаян к алюминиевой фольге экрана припоем по ГОСТ 21931—76. Колодка с вторичными зажимами закреплена на вторичной обмотке киперной лентой. После наложения экрана и стеклоленты, а также установки колодки и упорных пластин для крепления трансформатора в токопроводе вторичная обмотка еще раз пропитывается лаком ФЛ-98.

Крепление трансформатора в кожухе токопровода осуществляется шестью упорными винтами М30, концы которых упираются в углубления упорных пластин.

Проходные трансформаторы тока. Типичными конструкциями проходных ТТ являются ТТ типов ТПОЛ10, ТПОЛ20, ТПОЛ27 и ТПОЛ35.

Трансформатор тока ТПОЛ10 (рис. 6-16), изготавливаемый в исполнениях У3 и Т3, представляет собой одновитковую проходную конструкцию. Две вторичные обмотки *7* намотаны проводом ПЭТВ диаметром 1,7 мм на ленточные магнитопроводы тороидальной формы *5*, изолированные по торцам шайбами *6* из двухмиллиметрового электрокартона и двумя слоями кабельной бумаги. В качестве межслоевой изоляции применена стеклолакоткань. Поверх обмотки наложен один слой киперной или тафтяной ленты.

Комплект из двух вторичных обмоток закреплен с помощью шнура на металлическом кольце *3*, изолированном от обмоток шайбами *2* из электрокартона. Выступающие ушки *8* кольца *3* устанавливаются в пазах заливочной формы и фиксируют в ней обмотки. Чтобы не возникало замкнутого контура, кольцо имеет зазор.

Первичная обмотка *1* в виде медного стержня с лопатками, имеющими по 4 отверстия для подсоединения внешней шины, покрыта двумя слоями пропитанной лаком киперной ленты. В зависимости от номинального тока применяются стержни следующих диаметров: 22 мм (600 А), 27 мм (800 А), 30 мм (1000 А), 40 мм (1500 А).

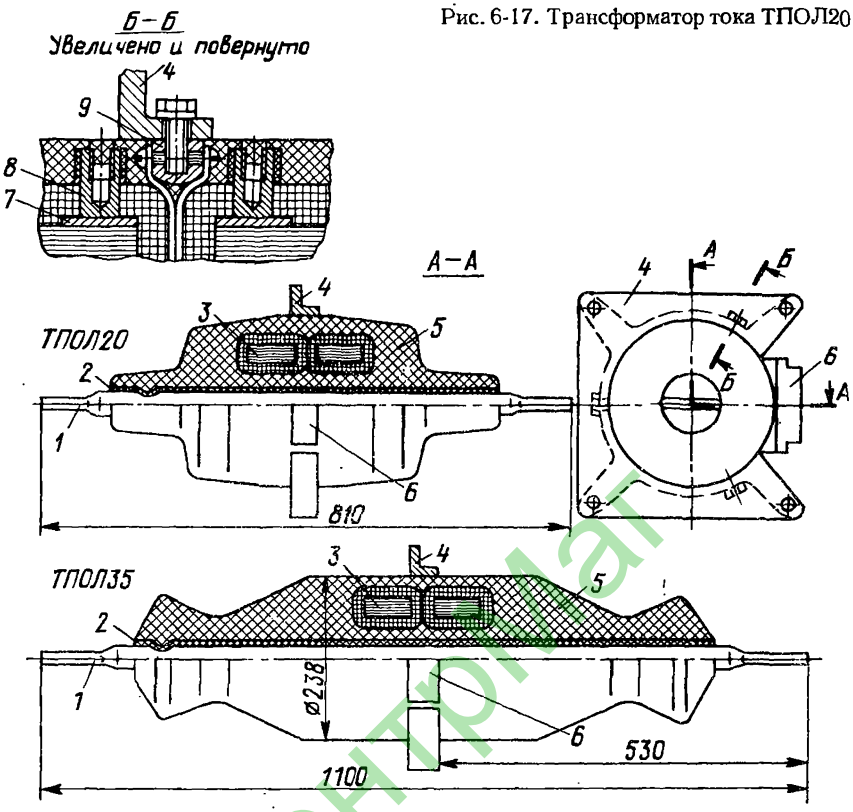


Рис. 6-17. Трансформатор тока ТПОЛ20

После заливки к выступающим ушкам кольца крепится фланец *4*, штампованный из дюралюминиевого листа толщиной 4 мм, в котором имеются 4 отверстия диаметром 13 мм для крепления трансформатора на месте установки.

Трансформаторы ТПОЛ20 и ТПОЛ35 (рис. 6-17) предназначены для работы в районах с умеренным или тропическим климатом, в условиях категории размещения 3 или 4.2.

Трансформатор содержит две вторичные обмотки. Выпускаются варианты с обеими обмотками, предназначенными для релейной защиты, или с одной обмоткой для измерения и одной для защиты.

Вторичные обмотки намотаны на ленточные тороидальные магнитопроводы *3* и защищены буферной прослойкой. Каждая обмотка закреплена в держателе, выполненном в виде латунного кольца *7*, к которому равномерно по окружности приварено три штуцера *8* с внутренней резьбой. Штуцера служат для центровки и крепления обмоток в заливочной форме. Для исключения частичных разрядов в буферной прослойке обмотка экранируется

Центрмаг

обкладкой из перфорированной фольги, которая соединяется с заземленным фланцем трансформатора *4*.

Первичная обмотка *1* представляет собой медную трубу, концы которой расплющены и образуют выводы для присоединения подводящих шин. Поверх трубы располагается буферная прослойка *2* из стеклоленты марки ЛСЭБ, экранированная перфорированной алюминиевой фольгой, электрически соединенной с трубой. В средней части труба немного сплющена, чтобы предотвратить ее смещение и проворачивание. Вторичные обмотки выведены в клеммник *6*.

Для установки трансформатора служит опорный фланец *4*, отлитый из алюминиевого сплава, который крепится к трем буксам *9*, залитым в эпоксидный корпус *5*.

Трансформаторы тока ТЛ10 представляют собой характерный пример аппарата, выполненного специально для КРУ и являющегося конструктивным элементом ячейки. По принятой классификации их можно отнести к проходным трансформаторам. Они предназначены для встраивания в КРУ серии КЭ6 и КЭ10 с электромагнитными выключателями.

Трансформаторы ТЛ10 охватывают широкий диапазон первичных токов — от 50 до 3000 А. Имеется исполнение трансформаторов с термической стойкостью 20 кА (вариант конструктивного исполнения I) и 31,5 кА (вариант II). Широкая гамма исполнений ТТ этого типа охватывается тремя габаритами: ТТ на токи 50—400 А, 600—1500 А (рис. 6-18) и 2000, 3000 А (рис. 6-19).

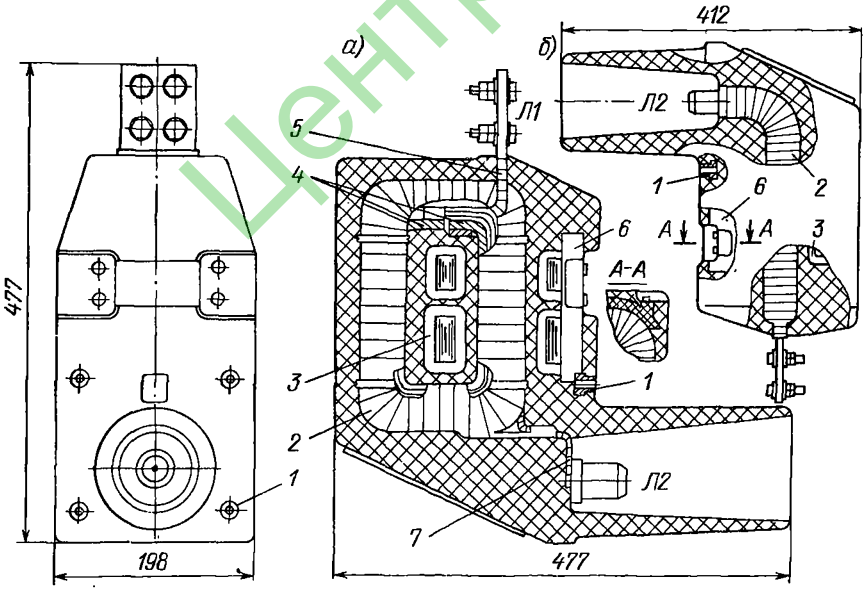


Рис. 6-18. Трансформатор тока ТЛ10: *а* — на токи от 50 до 400 А; *б* — на токи от 600 до 1500 А

Центрмаг

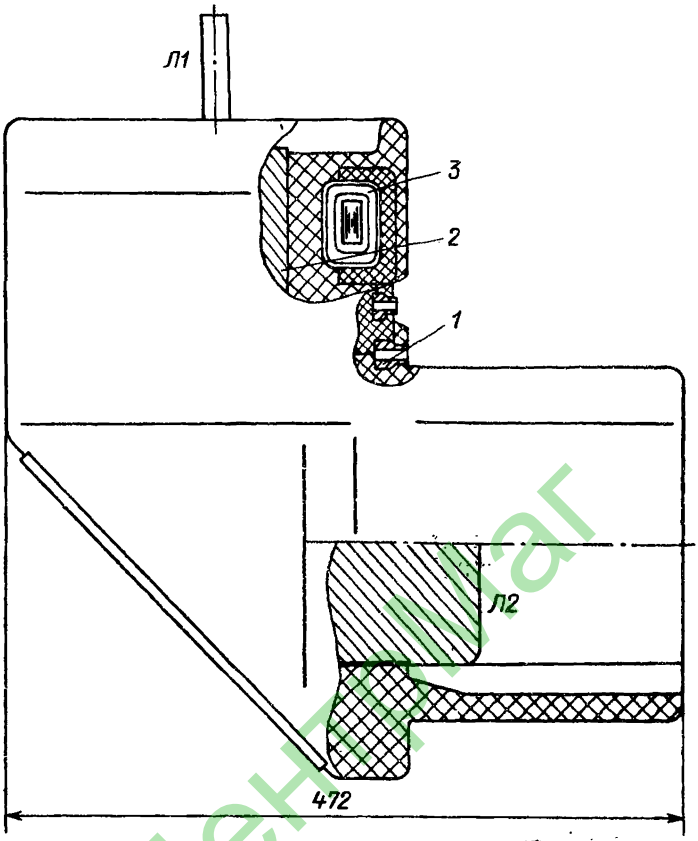


Рис. 6-19. Трансформатор тока ТЛ10 на 2000 и 3000 А

Особенностью трансформатора ТЛ10 является конструкция вывода первичной обмотки *Л2*. Вывод выполнен в виде стержня диаметром 36 мм на номинальные токи до 1500 А, диаметром 55 мм на ток 2000 А и в виде ножа размером 150×34 мм на ток 3000 А и расположен внутри стакана, являющегося частью изоляционного корпуса трансформатора. Такая конструкция вывода позволяет использовать трансформатор тока в качестве элемента штепсельного разъединителя. С помощью вывода *Л2* осуществляется соединение силовой цепи стационарной части ячейки КРУ с электромагнитным выключателем, расположенным на выкатной тележке. При скатывании тележки розеточный контакт, имеющийся на выключателе, входит в стакан ТТ и соединяется с выводом *Л2*. На токи до 2000 А выключатель снабжается круглой розеткой, а на ток 3000 А — плоской, что и определило конструкцию вывода *Л2*.

Первичная обмотка трансформатора ТЛ10 на токи от 50 до 400 А (рис. 6-18, *а*) — многовитковая, с числом витков, выбран-

Центрлаг

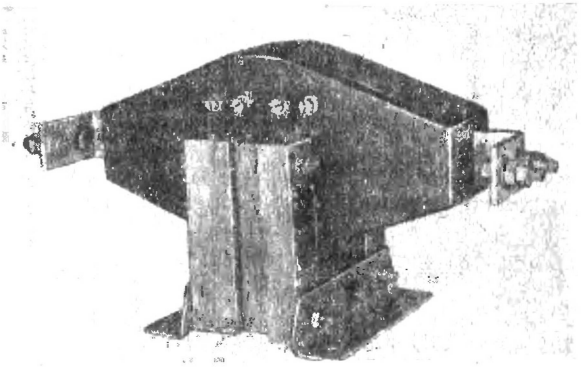


Рис. 6-20. Трансформатор тока ТПЛ10

ным таким образом, чтобы при любом номинальном токе м. д. с. составляла 600 или 800 А. Вывод *5* припаян медно-фосфористым припоем к медной шине *4*, образующей первый виток обмотки и служащей каркасом для остальных витков. Второй и следующие витки выполнены в виде пакета медных лент $0{,}1 \times 40$ мм. Число лент в пакете от 20 до 80 в зависимости от номинального тока трансформатора. Начало пакета припаивается к шине первого витка, а конец — к выводу *7* первичной обмотки. Такая конструкция позволяет получить первичную обмотку вдетой в кольцо вторичных обмоток ТТ. Для придания обмотке жесткости при закреплении ее в заливочной форме вывод *Л2* крепится стеклолакотканью к первичной обмотке посредством приваренной к нему удлиненной шины *4*.

Первичная обмотка ТТ *2* на токи 600—1500 А (рис. 6-18, *а*) выполнена из медного прутка, а на токи 2000 и 3000 А (рис. 6-19) — из медных поковок. Для того чтобы обеспечить сборку первичной обмотки со вторичными на токи 2000 и 3000 А (рис. 6-19), вывод *Л1* у этих трансформаторов сделан в виде выступающего круглого стержня, соединение которого с первичной цепью обеспечивается с помощью накладных пластин. В качестве изоляционных материалов между витками и поверх обмотки используются полиэтилентерефталатная (лавсановая) пленка и стеклолакоткань.

Вторичные обмотки *3* трансформаторов этого типа (рис. 6-19) намотаны на ленточных магнитопроводах круглой или овальной (на токи 2000 и 3000 А) формы. Особенностью вторичных обмоток является то, что для крепления их в заливочной форме используется основание *2*, полученное путем предварительной заливки их эпоксидным компаундом в форму. При этой заливке формируются выводы вторичных обмоток *И1* и *И2*, посредством которых комплект вторичных обмоток фиксируется в форме для заливки трансформатора.

Крепление трансформатора в КРУ осуществляется с помощью четырех стальных втулок *1*, имеющих резьбовое отверстие М12.

Чтобы обеспечить надежное крепление втулок в литом корпусе, им придают ступенчатую форму и выполняют на них сетчатую накатку. Для вытягивания одной втулки из корпуса необходимо усилие около 2 т.

Опорные трансформаторы тока. Наиболее значительную по объему производства группу трансформаторов тока для КРУ составляют опорные трансформаторы тока, обеспечивающие наиболее удобную компоновку аппаратов в распредустройстве. Из-за ограниченного объема книги ниже рассмотрены только три типа опорных ТТ для КРУ.

В последние годы на смену выпускавшимся на токи от 5 до 400 А трансформаторам ТПЛ10 (рис. 6-20), имевшим незалитый шихтованный магнитопровод, приходят ТТ с залитым магнитопроводом. Они обладают более высокой стойкостью к механическим и климатическим воздействиям внешней среды, позволяют сократить изоляционные расстояния в КРУ.

Трансформатор тока серии ТЛМ10 (рис. 6-21) является одной из первых конструкций ТТ с магнитопроводом, залитым в эпоксидный компаунд для КРУ 10 кВ. Этот трансформатор выпускается в климатическом исполнении У и Т, категория размещения 3, предназначен для работы при температуре окружающего воздуха до 50 °С (в тропическом исполнении — до 55 °С).

Трансформатор содержит две вторичные обмотки *5*, причем либо обе обмотки являются комбинированными, т. е. предназначены для измерения и защиты, либо одна — для измерения, другая — для защиты. Вторичные обмотки, намотанные проводом марки ПЭТВ на гильзы из электрокартона, надеваются на один из трех предварительно зашихтованных и изолированных стержней магнитопровода *4*. Под вторичную обмотку закладывается лента из двухмиллиметрового картона, которая служит для подвески вторичной обмотки в заливочной форме. Одновременно уста-

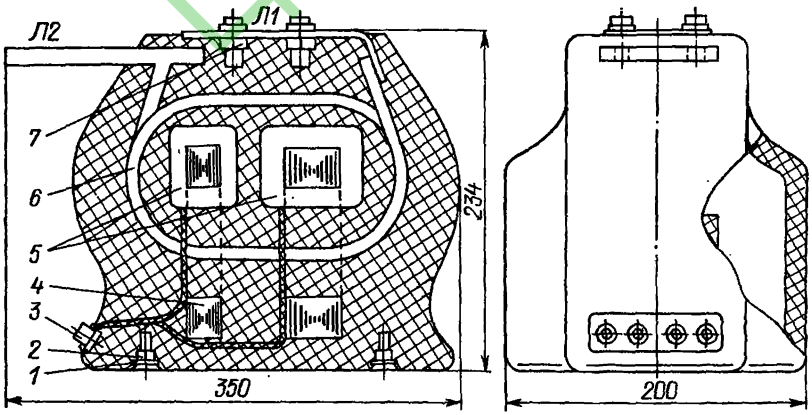


Рис. 6-21. Трансформатор тока ТЛМ10

навливается первичная обмотка *6*, намотанная из меди прямоугольного сечения. В качестве межвитковой изоляции в первичной обмотке применены прокладки из стеклотекстолита СТЭФ толщиной 5 мм. Для обеспечения буферного слоя на первичную обмотку наносится хлопчатобумажная лента. В месте выхода выводов обмотка дополнительно изолируется лентой марки ЛТ или ЛЦ.

После установки обмоток зашихтовывается четвертая сторона магнитопровода. В качестве буферного слоя на магнитопроводе используется киперная лента, намотанная в один слой с перекрытием в $^2/_3$ ширины.

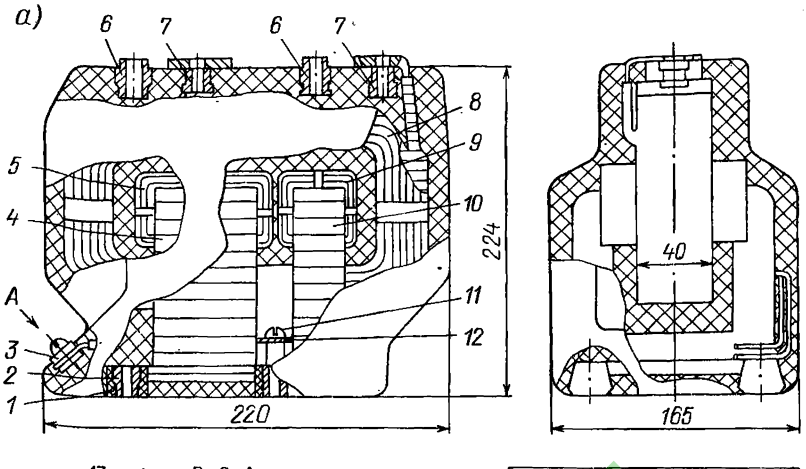
Требования к буферному слою трансформаторов этой серии невысоки, так как заливка их производится при атмосферном давлении. При заливке первичная обмотка крепится в форме с помощью гаек *7* с резьбой М12, в которые ввинчиваются болты, проходящие через отверстия в выводе первичной обмотки *Л1*. Ее вывод *Л2* закрепляется в специальном пазу, имеющемся в форме для заливки. В нижней части трансформатора залиты четыре гайки *2* с резьбой М10, предназначенные для крепления трансформатора в КРУ. Для более надежного закрепления гаек в компаунде применены шайбы *1*. Выводы вторичных обмоток припаяны к зажимам *3* с резьбой М6.

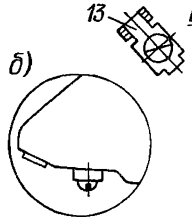
В зависимости от местоположения вторичных зажимов различаются 1-й и 2-й конструктивные варианты исполнения. Вариант 1, изображенный на рис. 6-21, предназначен для КРУ с односторонним обслуживанием, а вариант 2 — для КРУ с двухсторонним обслуживанием. У него выводы вторичных обмоток расположены в углублении на нижней опорной поверхности трансформатора.

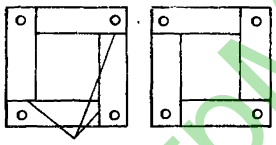
Трансформаторы тока серии ТЛК на напряжение 10 кВ представляют собой массовую серию ТТ для КРУ на 6 и 10 кВ. Серия содержит около 100 типоисполнений, наиболее характерные особенности конструкции которых описаны ниже.

Трансформаторы предназначены для работы в умеренном или тропическом климате. Они рассчитаны для категории размещения 3 (КРУ внутренней установки и сборные камеры одностороннего обслуживания — КСО) или 2 (КРУ наружной установки). Последние отличаются тем, что их изоляция изготавливается из компаунда на основе циклоалифатической эпоксидной смолы вместо диановой, из которой приготавливают компаунд ЭД3-1 или ЭД3-2 для трансформаторов категории размещения 3. Известно, что изделия категории размещения 2, которые устанавливаются в легких кожухах или под навесом, в частности в металлических ячейках КРУ, подвержены непосредственному влиянию атмосферного воздуха, в результате чего на поверхности их может конденсироваться влага. Это явление принято называть выпадением росы. Если поверхность изоляции при этом загрязнена, то создаются условия, благоприятные для разрядов по поверхности

Цен. НТБ







Номинальный первичный ток, А	Число витков	Толщина шины, мм
30	20	0,5
50	12	1,5
100	6	4
75; 150	4	
200	3	
300; 400	2	6

Рис. 6-22. Трансформатор тока ТЛК10 на номинальные токи до 400 А: *а* — конструктивные варианты 1 и 3; *б* — конструктивные варианты 2 и 4; *в* — схема шихтовки магнитопровода измерительной обмотки

изоляции и образования трека. Этим и вызвана необходимость применения для подобных условий циклоалифатического компаунда (подробнее о его свойствах см. в § 7-1).

На рис. 6-22 показана конструкция трансформатора ТЛК10 на токи от 30 до 400 А. Трансформаторы имеют многовитковую первичную обмотку *8*. В этой серии магнитопроводы *4* и *10* вторичных обмоток разъемные, что позволяет изготавливать первичную обмотку отдельно и делать ее из шины нужного сечения механизированным способом.

Магнитопровод *10* измерительной обмотки *9* выполнен шихтованным из прямоугольных пластин по схеме, приведенной на рисунке. Магнитопровод защищен буферной прослойкой из картона марки КФДТ, поверх которого намотана в два слоя лента из стеклолакоткани. Вторичная обмотка намотана проводом марки ПЭТВ диаметром 1,7 мм. Полупроводящий лак, нанесенный на стеклолакоткань, намотанную поверх буфера, соединен электрически с выводом последнего витка обмотки для исключения частичных разрядов в изоляции магнитопровода.

ЦентрМаг

Вторичная обмотка для защиты *5* намотана на разрезном ленточном магнитопроводе *4*, две половины которого скреплены механически посредством стяжной ленты. Изоляция защитной обмотки и магнитопровода такая же, как у измерительной обмотки.

Комплект вторичных обмоток закрепляется с помощью винта *11* и прижимной планки *12* на пластмассовой рамке *1*, которая фиксирует положение вторичных обмоток в заливочной форме. Для этого используются заложенные в рамку четыре металлические втулки *2* с резьбой М12. Эти втулки используются затем для установки трансформатора в эксплуатации.

Первичная обмотка закрепляется в заливочной форме с помощью втулок *7* с резьбой М12, устанавливаемых под выводами первичной обмотки *Л1* и *Л2*. Эти же втулки используются в эксплуатации для подсоединения шин к выводам первичной обмотки. Для более жесткой фиксации шины или неподвижного контакта заземляющего разъединителя КРУ, устанавливаемого на один из выводов трансформатора, применяются втулки *6* с резьбой М12.

Выводы *3* вторичных обмоток, к которым припаяны начало (*И1*) и конец (*И2*) каждой обмотки, располагаются в нижней части корпуса, причем подсоединение к ним проводов вторичной цепи может выполняться как со стороны первичных выводов (в КРУ с односторонним обслуживанием или КСО) — конструктивные варианты 1 и 3, так и с противоположной стороны

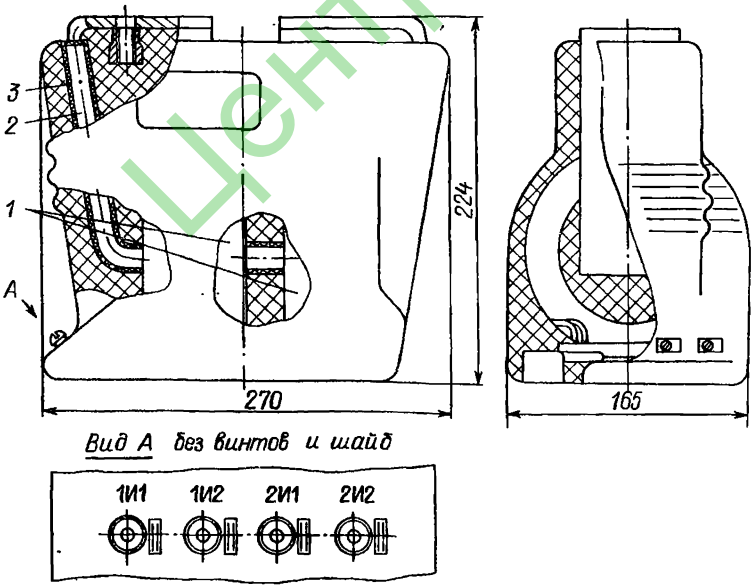


Рис. 6-23. Трансформатор тока ТЛК10 на номинальные первичные токи 600—1500 А. Конструктивные варианты 1 и 3

(в КРУ с двухсторонним обслуживанием) — конструктивные варианты 2 и 4. Выводы снабжены винтами с резьбой М6. На выводах установлены специальные нажимные шайбы *13*, имеющие хвостовик, который, находясь в углублении литого корпуса, препятствует повороту шайбы.

В трансформаторах этой серии на токи от 600 до 1500 А (рис. 6-23) вторичные обмотки *1*, как измерительная, так и релейная, выполнены на тороидальных ленточных магнитопроводах, а первичная обмотка *2* изготовлена из медной шины, изогнутой в форме трапеции. Такая форма необходима, чтобы в зазор между выводами первичной обмотки, не деформируя ее, можно было ввести вторичные обмотки трансформатора. На массивной шине первичной обмотки имеется буфер *3* из картона КФДТ, уложенного поверх слоя стеклолакоткани, что позволяет обеспечить нужную нагревостойкость конструкции. Картон сверху также закрыт стеклолакотканью, на которую нанесено полупроводящее покрытие, электрически соединенное с шиной. В остальном конструкция подобна описанной выше.

Следует отметить, что трансформаторы ТЛК10 имеют более сложную конфигурацию, чем выпускавшиеся прежде аналогичные изделия. Это объясняется стремлением обеспечить минимальные габариты и массу при нужной электрической прочности и длине пути утечки по внешней изоляции не менее 200 мм, что необходимо для ТТ категории размещения 2. В трансформаторах этой серии при термической стойкости до 31,5 кА удалось уменьшить ширину ТТ до 165 мм, что позволяет уменьшить междуфазные расстояния и, соответственно, ширину ячейки КРУ.

Трансформаторы тока ТЛК35 предназначены для КРУ на напряжение 35 кВ, токи до 3000 А. Разрез такого трансформатора на ток 1500 А представлен на рис. 6-24.

Все трансформаторы этого типа имеют две вторичные обмотки *1*, которые фиксируются в заливочной форме с помощью предварительной заливки их нижних частей эпоксидным компаундом *2*. При заливке в компаунд закладываются резьбовые металлические втулки *3*, посредством которых отливка со вторичными обмотками крепится в заливочной форме.

Вторичная обмотка намотана на ленточный тороидальный магнитопровод *9*, изолированный шайбами *11* и прокладкой *10* из электрокартона. В качестве межслоевой изоляции применена стеклолакоткань. В торцевой части поверх провода обмотки уложена трубка *5*, которая предназначена для сообщения полости обмотки с вакуумной камерой, где происходит заливка трансформатора, что позволяет обеспечить одинаковое давление внутри обмотки и снаружи трансформатора, а это снижает механические напряжения в обмотке и облегчает работу буферного покрытия. В качестве буферного покрытия в трансформаторах ТЛК35 применен картон марки КФДТ толщиной 2,5 мм, из которого сделаны шайбы *6* и прокладки *7*. Чтобы предотвратить частичные разряды

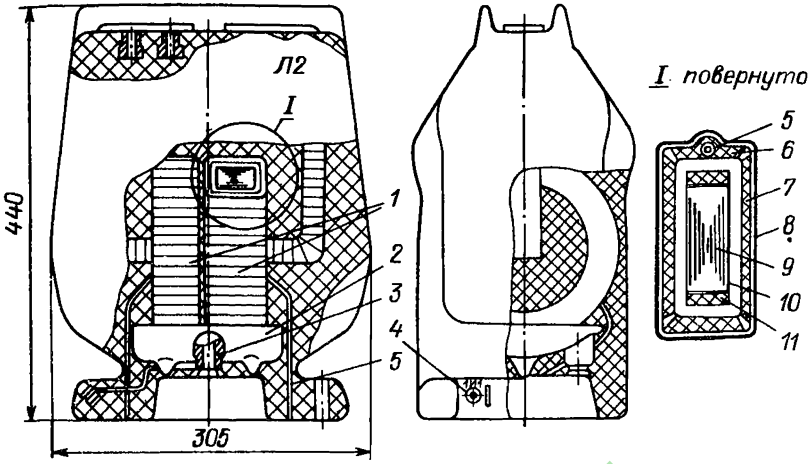


Рис. 6-24. Трансформатор тока ТЛК35-1500

в обмотке и буфере, поверх последнего уложен экран *8* из алюминиевой фольги, электрически соединенный с одним из выводов обмотки. Экран на обмотке закреплен слоем тафтяной ленты. Выводы вторичной обмотки припаяны к контактам *4*, имеющим отверстие с резьбой М6 для подсоединения цепи вторичной нагрузки.

В трансформаторах на номинальные токи 200, 300 и 400 А применяется многовитковая первичная обмотка, конструкция которой приведена на рис. 6-25. На жесткий внутренний виток *5*, выполненный из медной шины сечением 40×10 мм, укладывается нужное число витков, набранных в виде пакета гибких медных

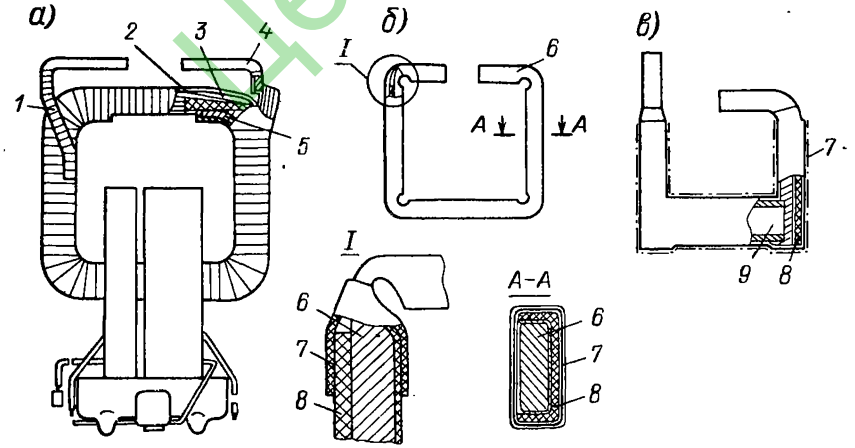


Рис. 6-25. Обмотки трансформатора ТЛК35: *а* — первичная и вторичная обмотки на номиналные токи до 400 А; *б* — первичная обмотка на номинальные токи 600—1500 А; *в* — первичная обмотка на номинальные токи 2000 и 3000 А

Центрмаг

лент *3*, каждая шириной 40 мм и толщиной 0,1 или 0,2 мм. Этот пакет лент припаивается к первому жесткому витку, после чего заготовка первичной обмотки собирается со вторичными. Затем производится укладка гибкой части первичной обмотки на жесткий виток *1*. К концу ленты припаивают вывод *4* последнего наружного витка. Межслоевой изоляцией обмотки является стеклолакоткань. Ею же выполнена и общая изоляция обмотки. Для более плотной укладки изоляции стеклолакоткань нарезают по диагонали на ленты шириной 25 ± 5 мм. Поверх стеклолакоткани накладывают экран *2* из алюминиевой фольги, соединенный с одним из выводов обмотки. Назначение экрана — предотвращать частичные разряды в изоляции обмотки. Экран на обмотке закрепляют слоем тафтяной ленты.

Первичная обмотка на номинальные токи 600 А и выше представляет собой жесткий виток *6* в виде прямоугольной рамки из медной шины (на токи до 1500 А) или конструкцию, сваренную из медной трубы, позволяющей оптимально использовать круглое «окно» вторичных обмоток, с приваренными к трубе медными шинами *9*, образующими торцевые части обмотки и выводы (на токи 2000 и 3000 А). Чтобы снизить до допустимого уровня механические напряжения в компаунде, на одновитковые обмотки накладывается буфер *8* из картона КФДТ, защищенный экраном *7* из фольги или полупроводящего лака с удельным поверхностным сопротивлением 10^3—10^5 Ом. Крепление трансформатора в КРУ осуществляется четырьмя болтами, проходящими через отверстия диаметром 14 мм в основании трансформатора.

В верхней части литого корпуса трансформатора имеются вертикальные ребра, необходимые для установки его в КРУ при заданном междуфазном расстоянии.

Следует отметить, что конфигурация внешней изоляции трансформатора выбрана такой, чтобы обеспечить наиболее равномерное распределение потенциала по поверхности изоляции с напряженностью, не превышающей 2 кВ/см при наибольшем рабочем напряжении.

6-5. ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Трансформаторы тока нулевой последовательности применяются в схемах защит от замыканий на землю в кабельных линиях. *Трансформатор тока ТЗЛМ* (рис. 6-26) надевается на трехфазный кабель диаметром до 75 мм. Вторичная обмотка трансформатора, состоящая из 30 витков, намотана на тороидальный магнитопровод. В нижней части трансформатора залиты две резьбовые втулки, с помощью которых он крепится в электроустановке.

При симметричном токе в кабеле суммарный ток, а следовательно, и поток в магнитопроводе равны нулю. При замыкании на

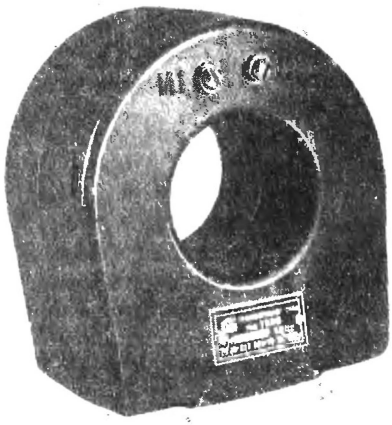


Рис. 6-26. Трансформатор тока нулевой последовательности ТЗЛМ

землю одной или двух жил кабеля симметрия токов нарушается, появляется нескомпенсированный ток нулевой последовательности, под действием которого индуцируется э. д. с. во вторичной обмотке трансформатора и подается сигнал в схеме релейной защиты.

Основным параметром ТТ нулевой последовательности является ток нулевой последовательности (первичный ток), при котором происходит срабатывание реле. Эта характеристика зависит как от самого трансформатора, так и от параметров подключенного к нему реле. Она носит название чувствительности защиты. При прочих равных условиях чувствительность защиты тем выше, чем меньше длина средней линии магнитопровода. В связи с этим окно трансформатора стараются сделать минимальным. В результате трансформатор ТЗЛМ может быть установлен на кабель только до его разделки.

Для того чтобы иметь возможность установить ТТ нулевой последовательности на действующую кабельную линию, выпускают разъемные ТТ нулевой последовательности типа ТЗРЛ (рис. 6-27). Трансформатор состоит из двух частей. В каждой

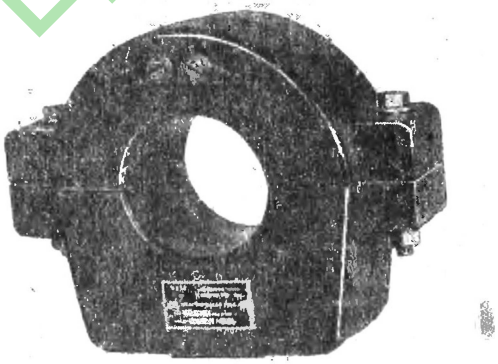


Рис. 6-27. Разъемный трансформатор тока нулевой последовательности ТЗРЛ

Центмаг

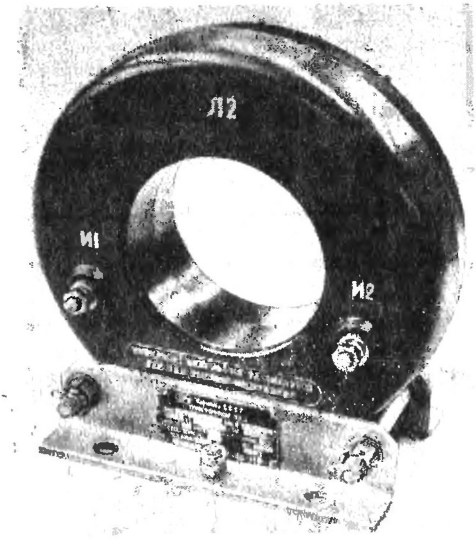


Рис. 6-28. Трансформатор тока ТШЧЛ2Т-II

залита половина тороидального ленточного магнитопровода. Торцы магнитопровода в месте разъема шлифуют для обеспечения минимального зазора. После установки на кабель части трансформатора соединяют с помощью стяжных болтов.

Несмотря на тщательную шлифовку торцев, из-за наличия зазора чувствительность защиты с трансформатором ТЗРЛ значительно ниже, чем с ТЗЛМ. Сравнительные данные чувствительности защиты приведены в табл. 6-7.

Высокочастотные трансформаторы тока серии ТШЧЛ2 на номинальное напряжение 2 кВ представляют собой шинную конструкцию, общий вид которой приведен на рис. 6-28. Серия охватывает три конструктивных исполнения трансформаторов на токи от 600 до 6000 А и номинальные частоты от 50 до 8000 Гц.

Номинальные частота, первичный ток, вторичная нагрузка, предельная кратность первичного тока и масса приведены в табл. 6-8, 6-9 и 6-10.

Вторичная обмотка трансформатора залита компаундом на основе эпоксидной смолы. Изоляционный блок обмотки зажат между двумя угольниками, на которых размещены табличка технических данных и винт диаметром 8 мм для подсоединения шины заземления. Выводы вторичной обмотки расположены на лицевой стороне блока и снабжены винтами диаметром 8 мм для присоединения проводов вторичной цепи. На горизонтальных полках угольников имеется по два отверстия диаметром 15 мм для крепления трансформаторов в эксплуатации.

Таблица 6-7. **Чувствительность защиты с трансформаторами ТЗЛМ-1 и ТЗРЛ**

Тип реле	Уставка тока трогания, А	Ток срабатывания защиты, А, с трансформатором	
		ТЗЛМ	ТЗРЛ
РТ-40/0,2	0,1	8,5	25
РТЗ-50	0,03	3,2	11

Таблица 6-8. **Номинальные первичные токи трансформаторов ТШЧЛ2**

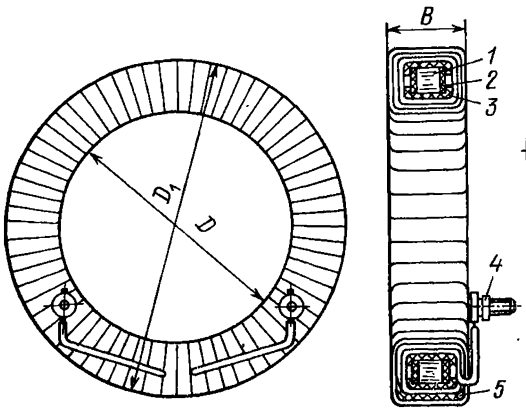
Тип ТТ	Номинальный первичный ток, А, при частоте				
	50 Гц	400 Гц	1000 Гц	2400 Гц	8000 Гц
ТШЧЛ2-I	—	300	300	300	300
ТШЧЛ2Т-I	— 600 800	400 600 800	400 600 800	400 600 800	400 600 800
ТШЧЛ2-II	1000 1500 2000 3000	1000 1500 2000 —	1000 1500 2000 —	1000 1500 2000 —	1000 — — —
ТШЧЛ2Т-II	1000 1500 2000 3000	1000 1500 2000 —	1000 1500 2000 —	—	—
ТШЧЛ2-III	—	3000	3000	—	—
ТШЧЛ2Т-III	4000 5000 6000	4000 — —	—	—	—

Конструкцию вторичной обмотки рассмотрим на примере трансформатора ТШЧЛ2-I на номинальные ток 800 А, частоту 8000 Гц (рис. 6-29). Ленточный тороидальный магнитопровод *1* изолирован шайбами *2* и прокладками *3* из электрокартона, закрепленными слоем миткалевой ленты. Она же, уложенная в один слой вполнахлеста, является межслоевой изоляцией обмотки.

Таблица 6-9. **Характеристики вторичной обмотки трансформаторов ТШЧЛ2**

Номинальная частота, Гц	Номинальный первичный ток, А	Номинальная вторичная нагрузка, В·А	Вторичная нагрузка в классе точности 3, В·А
50	По табл. 6-8	40	75
400	300—400 600—4000	20 50	60 100
1000, 2400, 8000	По табл. 6-8	50	100

УкрТрМаг



Номинальный первичный ток, А	Число витков	Размеры, мм		
		D	D_1	B
400	797	180	290	60
500	995			
600	1194	170	295	65

Рис. 6-29. Вторичная обмотка трансформатора тока ТШЧЛ2-I

Обмотка выполнена проводом марки ПБД диаметром 1,7 мм, а выводы — гибким проводом ПРКД. Обмотка состоит из трех соединенных параллельно секций, занимающих на магнитопроводе около 120° каждая. Такая конструкция обмотки обеспечивает наибольшую равномерность магнитного потока и улучшает метрологические характеристики трансформатора. Обмотка пропитывается лаком ФЛ-98, после чего на нее накладывается буферный слой, основой которого является салфетка «Малимо» *5* — нетканая хлопчатобумажная толщиной около 2 мм. Поверх буферного слоя наносится слой стеклолакоткани, препятствующий пропитке буфера при заливке трансформатора. Концы секций вторичной обмотки укладываются в шлицы винтов *4*, являющихся вторичными зажимами, и пропаиваются.

В заливочной форме обмотка фиксируется с помощью сухарей из эпоксидного компаунда *6*.

Трансформаторы тока типа ТОЛК10 разработаны специально для взрывозащищенных рудничных КРУ и имеют климатическое исполнение О, категорию размещения 5.1. Трансформаторы изготавливаются с одной основной вторичной обмоткой из провода диаметром 1,8 мм, которая может использоваться и как релейная,

Таблица 6-10. **Номинальная предельная кратность *K* трансформаторов ТШЧЛ2**

Номинальный первичный ток, А	Значение *K* для ТТ на номинальную частоту	
	50 Гц	400 Гц
300—400	—	3
600—3000	4	3
4000—6000	3	3

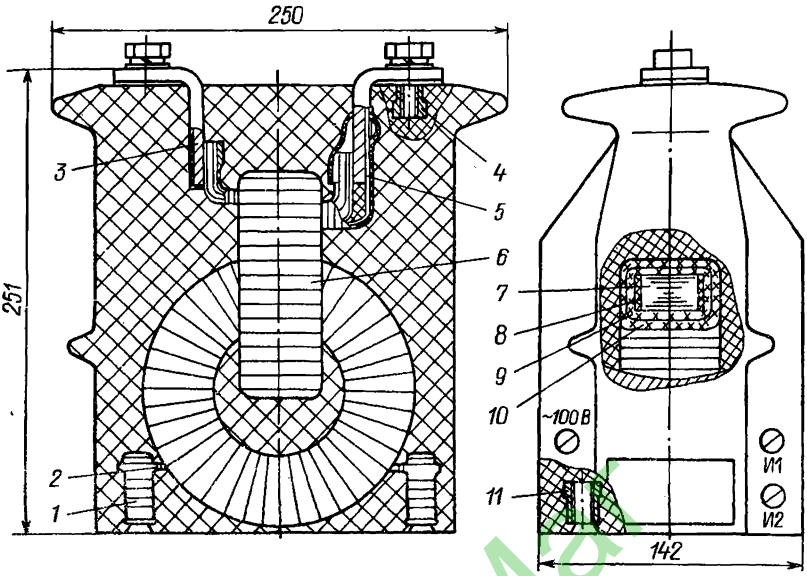


Рис. 6-30. Трансформатор тока ТОЛК10-0,5

Номинальный первичный ток, А	Первичная обмотка		Число витков в обмотке	
	Число витков	Число лент в витке	основной	дополнительной
50	12	7	120	500
80	10	10	160	610
100	6	17	120	500
150	4	17	120	500
200	3	20	120	500
300	2	33	120	500
400	2	40	160	610
600	1	Шина 5×40 мм	120	500

ЦентрМаг

и как измерительная. Особенностью трансформаторов этого типа является дополнительная вторичная обмотка из провода диаметром 0,45 мм, расположенная на том же магнитопроводе, что и основная. Эта обмотка (выводы ее обозначены ~100 В) питается от источника переменного тока напряжением 100 В, например от трансформатора напряжения, и предназначена для контроля над работой вторичной цепи трансформатора тока без подачи тока в первичную обмотку, что бывает необходимо в условиях подземной выработки (например, в шахтах). При эксплуатации ТТ в нормальном режиме дополнительная обмотка должна быть разомкнута.

Конструкция трансформатора ТОЛК10 показана на рис. 6-30. На ленточный тороидальный магнитопровод 7, изолированный

шайбами *8* из электрокартона толщиной 2 мм, закрепленными стеклолакотканью, намотана основная вторичная обмотка *9*, а поверх нее — дополнительная вторичная обмотка *10*; межслоевая изоляция и изоляция между обмотками и поверх обмотки — стеклолакоткань. Ко вторичной обмотке прикреплена лентой из стеклолакоткани скоба *2* с приваренными к ней втулками *1*, с помощью которых вторичная обмотка фиксируется в форме. Втулки имеют отверстия с резьбой М12. Кроме них в нижней части трансформатора залиты еще две втулки *11* с резьбой М12. Посредством этих четырех втулок трансформатор крепится в КРУ.

Первичная обмотка *6* на ток до 400 А выполнена из пакета медных лент 0,1×40 мм. Число витков выбирается таким, чтобы в сумме получить м. д. с. 600 или 800 А. Начало и конец обмотки припаиваются к медным угольникам *3*, являющимся выводами первичной обмотки. Для придания первичной обмотке необходимой жесткости, а также для ее надежной фиксации в заливочной форме обмотка наматывается на стальной обмоткодержатель *5*, имеющий форму цилиндра с хвостовиком, прикрепленным к одному из выводов обмотки. Межвитковая изоляция, изоляция между обмоткодержателем и обмоткой, а также изоляция поверх обмотки — полиэтилентерефталатная пленка и стеклолакоткань.

Под выводы первичной обмотки установлены втулки *4* с резьбой М12, посредством которых обмотка крепится в заливочной форме и которые используются для крепления шин КРУ к выводам трансформатора.

У трансформатора на номинальный ток 600 А первичная обмотка выполнена из одного витка медной шины размером 5×40 мм.

Трансформаторы ТОЛК10 имеют облегченную изоляцию по ГОСТ 1516.1—76.

Одновитковый трансформатор тока с воздушной изоляцией (рис. 6-31) для комплексов аппаратных генераторных типа КАГ-24-30/30000 У3 на номинальное напряжение 24 кВ и номинальный ток 30 000 А.

Первичная обмотка ТТ *8* выполнена из U-образной медной водоохлаждаемой трубы прямоугольного сечения. Торцы трубы вварены в медную плиту *10*, в которой имеется 20 отверстий для установки болтов М14, обеспечивающих контактный зажим одного из выводов первичной обмотки. Второй зажим выполнен в виде расположенных по кругу 12 медных выводов *2*, приваренных к медной косынке *1*, которая в свою очередь приварена к обмотке *8*. Первичная обмотка фиксируется в кожухе *6* с одной стороны с помощью двух планок из стеклотекстолита *7* толщиной 35 мм, имеющих пазы, в которые входит труба *8*, а с другой — с помощью двух распорок *3*, прикрепленных к кожуху через изоляторы *4*. Подача охлаждающей воды в первичную обмотку осуществляется через патрубки *9*.

Четыре вторичные обмотки, одна из которых — измерительная *13* класса точности 0,2, а три — защитные *12* класса точности

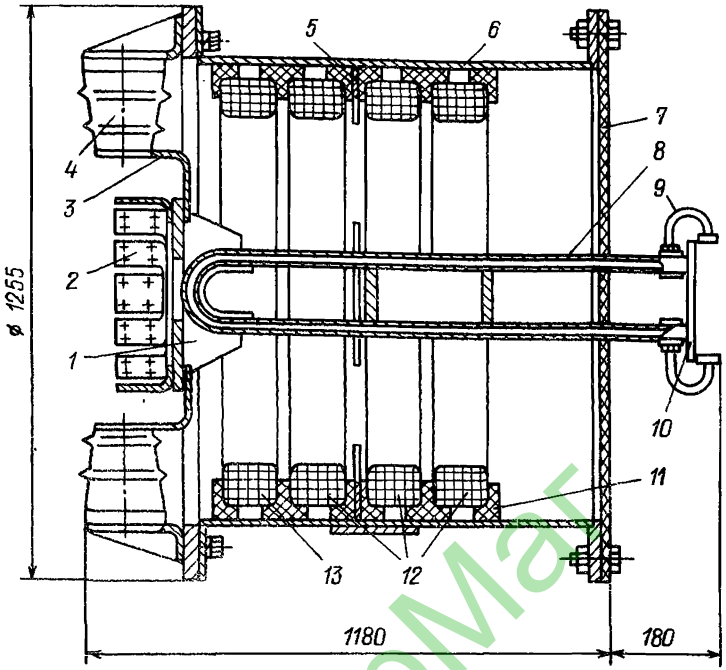


Рис. 6-31. Трансформатор тока для комплекса аппаратного генераторного КАГ-24-30/30000У3

10Р, закреплены в кожухе с помощью обмоткодержателей *11*, стянутых шпильками. Обмоткодержатели изготовлены из изоляционного, а шпильки — из немагнитного материала. Шпильки имеют отверстия под пломбы. Для фиксации вторичных обмоток от перемещения в осевом направлении в кожухе имеется косынка *5*.

Вторичные обмотки конструктивно подобны обмоткам шинных трансформаторов тока ТШВ15. Выводы вторичных обмоток и выводы экранов подсоединены к соответствующим зажимам, расположенным в клеммной коробке кожуха, закрытой крышкой (на рисунке не показаны).

Масса трансформатора тока для КАГ-24-30/30000У3 составляет 1000 кг.

Комплект измерительного трансформатора тока типа ТЛЛ35 (рис. 6-32) предназначен для точного измерения силы тока в высоковольтных цепях на напряжение 35 кВ. Этот многодиапазонный трансформатор класса точности 0,1 на токи от 5 до 3000 А интересен тем, что в нем используется компенсация погрешностей с помощью подмагничивания током тройной частоты с последующей витковой коррекцией. Принцип действия трансформатора подробно изложен в [49]. Здесь кратко остановимся на конструктивных особенностях трансформатора.

ЦентрМаг

Комплект трансформатора состоит из высоковольтного блока *1* (собственно трансформатора), статического утроителя частоты *2*, установки управления *4* и блока регулирования *3*.

Принципиальная схема трансформатора приведена на рис. 6-33.

Утроитель частоты представляет собой трехфазную группу из трех трансформаторов, работающих в режиме насыщения, на зажимах вторичных обмоток которых, соединенных по схеме разомкнутого треугольника, выделяется напряжение тройной частоты, равной 150 Гц.

Блок регулирования содержит переменный резистор, регулирующий силу тока тройной частоты, измеряющий его миллиамперметр.

Установка управления представляет собой катушку, содержащую 1000 витков провода, намотанного на тороидальный ленточный магнитопровод. К этой катушке подключаются выводы высоковольтного блока *И1*, *И2*, часть обмотки между которыми состоит из 80 витков. Это позволяет уменьшить цену витка при витковой коррекции с 1,25 (для 80 витков) до 0,1 (для 1000 витков). Именно с такой ценой витка производится коррекция намотанными поверх этой обмотки корректирующими витками, число которых подбирается для каждого предела измерения индивидуально. Установка управления содержит также переключатель пределов измерения.

Более подробно остановимся на конструкции высоковольтного блока (рис. 6-34). Вторичная обмотка *7* состоит из 800 витков провода ПЭТВ 1,7 мм, намотанного на комплект из двух одинаковых магнитопроводов *9*. На каждый из магнитопроводов под вторичной обмоткой уложена обмотка возбуждения *8* из 50 витков.

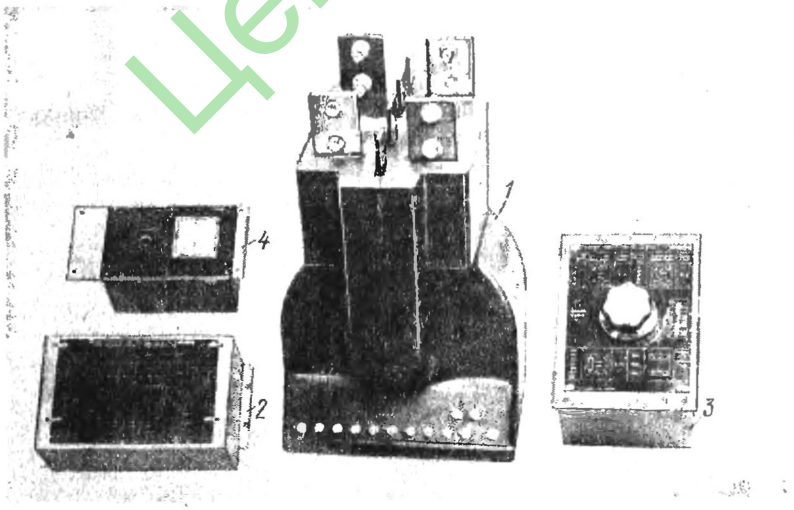


Рис. 6-32. Комплект трансформатора тока ТЛЛ35-У4.2

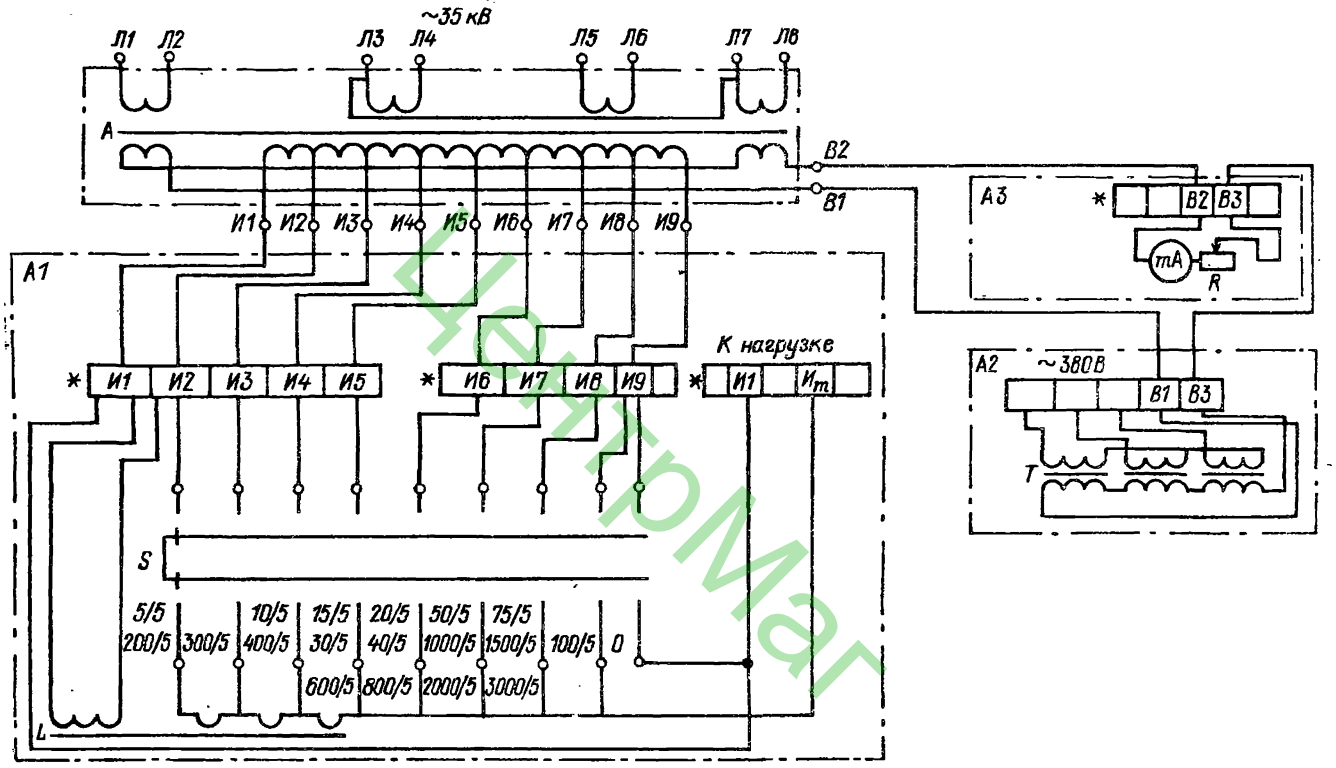


Рис. 6-33. Схема электрическая соединений комплекта трансформатора ТЛЛ35-У4.2

А — высоковольтный блок; *А1* — установка управления; *А2* — утроитель частоты; *А3* — блок регулирования; *L* — трансформатор витковой коррекции; *S* — переключатель двухполюсный; *Т* — ферромагнитный утроитель частоты; звездочка (*) — колодка зажимов; *Л1—Л8* — выводы секций первичной обмотки высоковольтного блока; *В1—В3* — выводы обмоток цепи подмагничивания; 380 В — выводы первичной обмотки утронтеля частоты; 5, 10, ..., 3000 — выводы установки управления, соответствующие указанным значениям первичного тока; *И1—И9* — выводы вторичной обмотки высоковольтного блока и зажимы установки управления; $И1—И_m$ — выводы для подсоединения вторичной нагрузки

ЭлектроМаг

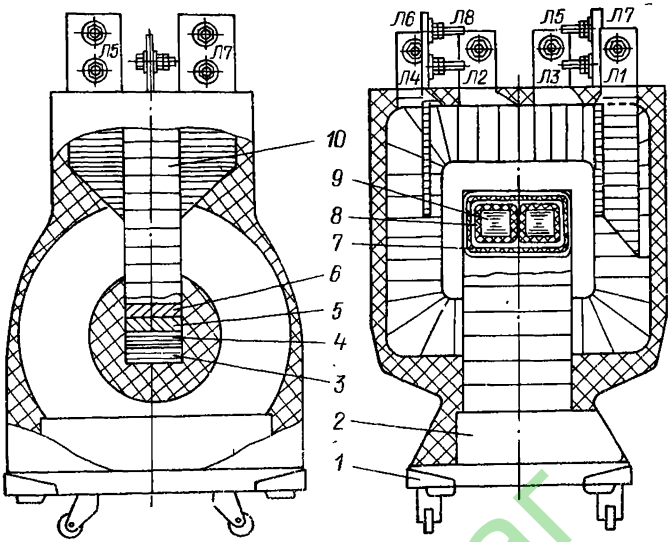


Рис. 6-34. Высоковольтный блок комплекта трансформатора тока ТЛЛ35-У4.2

Эти обмотки обтекаются током тройной частоты, а поскольку они включены встречно, потоки подмагничивания, создаваемые ими в каждом из магнитопроводов, компенсируются и не наводят ЭДС во вторичной обмотке. Межслоевая изоляция в обмотках — пленка ПЭТФ и стеклолакоткань. Путем промежуточной заливки в нижней части вторичной обмотки создается эпоксидное основание *2*, в котором зафиксированы выводы вторичной обмотки и обмотки возбуждения. С помощью этих выводов вторичная обмотка фиксируется в форме для окончательной заливки. Все выводы имеют резьбовые отверстия М6.

Первичная обмотка *10* состоит из четырех секций. Первая *6* и вторая *5* представляют собой жесткие П-образные витки, выполненные из медной шины 10×60 мм, которые вставляются во вторичную обмотку. К верхним концам этих витков приварены выводы *Л5—Л8*. На эти жесткие витки, как на каркас, намотаны из медных гибких лент ЛММ размером 0,1×40 мм третья *4* и четвертая *3* секции первичной обмотки, подсоединенные к выводам *Л1—Л4*. Изоляция между секциями и между витками — пленка ПЭТФ и стеклолакоткань.

Секции первичной обмотки могут включаться последовательно или параллельно в зависимости от нужного коэффициента трансформации.

В заливочной форме первичная обмотка фиксируется с помощью выводов первой и второй секций. Высоковольтный блок после заливки устанавливается на плиту *1*.

Без витковой коррекции, т. е. без установки управления *А1*, трансформатор работает по классу точности 0,5.

Цен.Маг

Трансформаторы тока с элегазовой изоляцией являются составной частью ячейки элегазового комплектного распределительного устройства. В качестве примера рассмотрим конструкцию ТТ линейной ячейки типа ЯЭ-110Л-21У4 на номинальное напряжение 110 кВ, номинальный первичный ток 1200 А, номинальный вторичный ток 1 А, термическую стойкость 40 кА.

Трансформатор тока (рис. 6-35) предназначен, как и вся ячейка, для работы в районах с умеренным климатом в категории размещения *4* по ГОСТ 15150—69.

Трансформатор состоит из следующих основных частей: двух вторичных обмоток *5*, электростатических экранов, охватывающих обмотки изнутри *1* и по торцам *2*, изоляционных шайб *12* из 8-миллиметрового гетинакса, корпуса *13*, блока вторичных выводов *7* и крышки *6*.

Вторичные обмотки намотаны на кольцевых ленточных магнитопроводах *10*, изолированных прокладками *11* из электрокартона толщиной 0,5 мм. Прокладки закреплены на магнитопроводах двумя слоями вполнахлеста стеклолакоткани ЛСЭ толщиной 0,15 мм и одним слоем вполнахлеста стеклоленты ЛСЭБ. Обмотка намотана проводом марки ПСД или ПСД-Л диаметром 1,25 мм. Межслоевой изоляцией являются два слоя стеклоленты ЛСЭБ вполнахлеста. Вторичная обмотка имеет две промежуточные отпайки, рассчитанные на коэффициенты трансформации 600/1 и 800/1. Сверху обмотка изолирована стеклолентой в четыре слоя вполнахлеста и одним слоем киперной ленты вполнахлеста, а после изолировки пропитана лаком ФЛ-98.

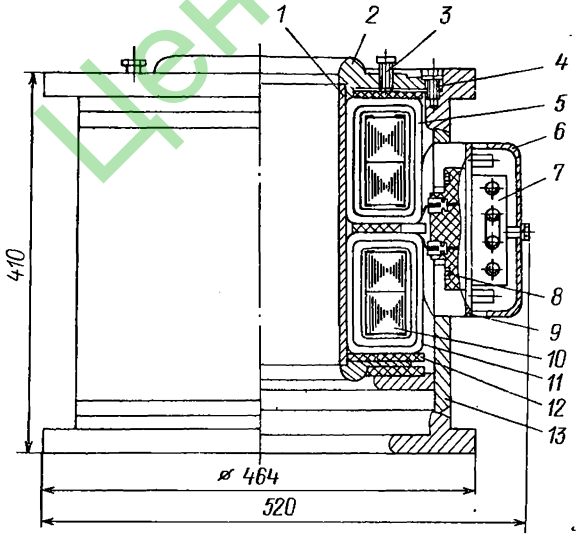


Рис. 6-35. Трансформатор тока линейной ячейки типа ЯЭ-110Л-21У4 для КРУ 110 кВ с элегазовой изоляцией

Центрмаг

Вторичные обмотки устанавливаются в экран и закрепляются с помощью винтов *3* между фланцем корпуса и верхним торцевым экраном, привинченным к корпусу винтами *4*. Корпус *1* состоит из деталей, выполненных из сплава АЛ2. Для сочленения с соседними элементами ячейки служат фланцы корпуса, гладкие торцевые поверхности которых прижимаются с помощью расположенных по окружности 12 болтов М14 к соответствующему фланцу ячейки через имеющее специальную форму резиновое уплотнение. Подобное резиновое уплотнение *8* расположено между корпусом и блоком вторичных выводов *7*, прижимаемых к уплотнению фланцем *9*, выполненным из стали толщиной 6 мм и имеющим по окружности 8 отверстий для болтов. Корпус в сборе испытывается в течение 10 мин давлением 1,1 МПа. Блок вторичных выводов *7* представляет собой узел из эпоксидного компаунда с залитыми внутрь, электрически соединенными по схеме резьбовыми втулками, к которым с одной стороны подсоединяются выводы вторичных обмоток, а с другой — провода вторичной цепи.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА НАРУЖНОЙ УСТАНОВКИ

7-1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Наиболее характерной особенностью ТТ наружной установки является то, что они подвергаются воздействию климатических факторов. Как правило, ТТ наружной установки располагаются в открытой части распределительных устройств, на специальных фундаментах или площадках. На эти аппараты (кроме специальных, предназначенных, например, для установки на транспортных средствах) в меньшей степени воздействуют механические факторы. Правда, при установке ТТ в сейсмических районах необходимо уделять внимание вопросам сейсмостойкости, но это в большей мере относится к конструкциям фундаментов и закреплению на них аппаратов.

Традиционным материалом для наружной изоляции ТТ наружной установки является фарфор. В последние годы начали появляться ТТ наружной установки с литой изоляцией, в качестве которой используется, как правило, компаунд на основе циклоалифатической эпоксидной смолы.

Особенностью компаунда на основе циклоалифатической смолы является повышенная эрозионная стойкость к ультрафиолетовому излучению и стойкость к образованию науглероженных проводящих следов под действием электрического разряда (трекинго-

ЦентрМаг

стойкость). Трекингостойкость циклоалифатического компаунда на основе смолы УП-644 более чем в 300 раз выше, чем у компаунда, применяемого для изготовления ТТ внутренней установки.

Однако конструкции ТТ наружной установки с ЛИЗ в настоящее время отечественной промышленностью не выпускаются и в этой книге не рассматриваются.

С точки зрения внутренней изоляции различают ТТ с бумажно-масляной и бумажно-конденсаторной изоляцией. Последняя позволяет лучше распределить потенциал по толщине изоляции и существенно уменьшить ее толщину.

Большинство типов ТТ, описанных в этой главе, разработано до утверждения новой структуры обозначения, в связи с чем обозначение может отличаться от описанного в § 6-1. В обозначении типа ТТ зашифрованы отличия в местоположении основного количества бумажной изоляции: на первичной обмотке, на вторичных или между первичной и вторичными. Буква, следующая за буквой Ф в обозначении типа, означает: З — звеньевого типа с изоляцией, распределенной между первичной и вторичными обмотками; Р — рымовидного типа с изоляцией, расположенной на вторичных обмотках; У — U-образного типа с изоляцией на первичной обмотке.

Поскольку все ТТ наружной установки относятся к конструкциям опорного типа, описание их следует в порядке возрастания класса напряжения. Ввиду ограниченного объема книги приведено описание наиболее характерных типов трансформаторов.

7-2. ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА С ЧИСТО БУМАЖНО-МАСЛЯНОЙ ИЗОЛЯЦИЕЙ И ЗВЕНЬЕВОЙ ПЕРВИЧНОЙ ОБМОТКОЙ

Технические характеристики этих ТТ приведены в табл. 7-1. Для класса напряжения 35 кВ характерна конструкция трансформатора тока ТФЗМ35Б1 с бумажно-масляной изоляцией звеньевого типа (рис. 7-1). Трансформатор имеет три вторичные обмотки *13*, собранные в единый комплект, на который наложена общая бумажная изоляция из кабельной бумаги. Под изоляцией закреплена металлическая подставка *14*, с помощью которой вторичные обмотки установлены на цоколе *16*.

Цоколь представляет собой сварную конструкцию. К верхней плите цоколя с помощью нажимного хомута *3*, шпилек *1* и эксцентричных сухарей *2* крепится фарфоровая покрышка *4*, являющаяся изоляционным корпусом трансформатора. Сухари *2* обеспечивают равномерное давление при механическом уплотнении фарфоровой покрышки с цоколем через резиновое кольцо *15*, а эксцентриситет нужен, чтобы выбрать зазоры, возникающие из-за неточности размеров фарфора. В плите цоколя имеются

Таблица 7-1. **Трансформаторы тока наружной установки на напряжение 35 кВ и выше при частоте 50 Гц**

Тип ТТ	Номинальное напряжение, кВ	Номинальный первичный ток, А	Номинальный вторичный ток, А	Наибольшая термическая стойкость, кА	Характеристики вторичных обмоток				Климатическое исполнение и категория размещения	Масса, кг
					Обмотки для измерения	Обмотка для защиты				
					Номинальная вторичная нагрузка в классе точности 0,5, В·А	Число обмоток	Номинальная вторичная нагрузка в классе точности 10Р, В·А	Номинальная предельная кратность		
ТФЗМ33А	35	100; 150; 200; 300; 400; 600; 1200	5	56	30	2	30	20	Т1	350
ТФЗМ35Б-I		15; 20; 30; 40; 75; 100; 200; 300; 400; 600; 800; 1500; 2000		55					У1	330
ТФЗМ35Б-II		500; 1000; 2000; 3000	5; 1	57			50	18		410
ТФЗМ35А		15; 20; 30; 40; 50; 75; 100; 150; 200; 300; 400; 600; 800; 1000	5	37	50	1	20	28	У1; ХЛ1	200
ТФЗМ66Б	66	200—400; 600—1200		36	30	2	30	24	Т1	930
ТФЗМ110Б-I	110	50—100; 75—150; 100—200; 150—300; 200—400; 300—600; 400—800		28	30			20	У1	440
ТФЗМ110Б-III	110	750—1500; 1000—2000	5; 1	68	20		20	30	У1; ХЛ1	440

ЦентрМаг

Продолжение табл. 7-1

Тип ТТ	Номинальное напряжение, кВ	Номинальный первичный ток, А	Номинальный вторичный ток, А	Наибольшая термическая стойкость, кА	Характеристики вторичных обмоток				Климатическое исполнение и категория размещения	Масса, кг
					Обмотки для измерения	Обмотка для защиты				
					Номинальная вторичная нагрузка в классе точности 0,5, В·А	Число обмоток	Номинальная вторичная нагрузка в классе точности 10Р, В·А	Номинальная предельная кратность		
ТФЗМ220Б-I	220	300—600; 400—800; 600—1200; 750—1500	5; 1	40	30	2 1	50 30	16 12	Т1	2700
ТФЗМ220Б-III	220	300; 600; 1200		39,2		2 1	50 30	15 10	У1; ХЛ1	2260
ТФЗМ220Б-IV	220	500; 1000; 2000	5			2 1	50 30	25 20		2360
ТФРМ330Б *	330	1000—2000; 1500—3000	1	63		4	40	20	У1	3850
ТФУМ330А	330	500; 1000; 2000	5; 1	38,6	50	3	50	18		2050
ТФЗМ500Б-I	500			68			75		У1; ХЛ1	4920
ТФЗМ500Б-II	500	1000—2000	1	16	30			12	Т1	5020
ТФР500Б	500	1000—2000; 1500—3000; 2000—4000		47		4	40	15	У1	6500
ТФРМ750А	750							12		8400

* Номинальная вторичная нагрузка измерительной обмотки трансформатора ТФРМ330Б дана при классе точности 0,2.

Центрмаг

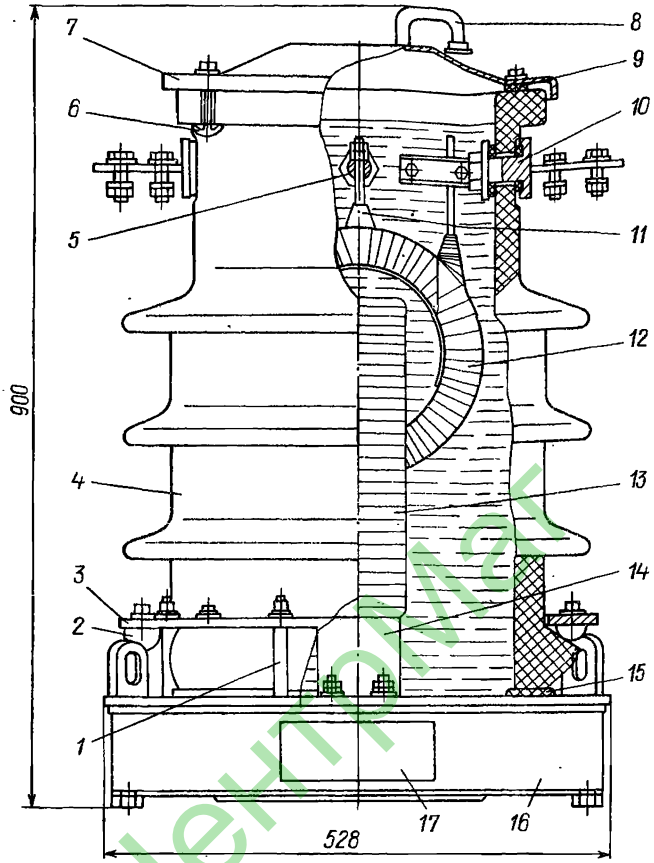


Рис. 7-1. Трансформатор тока типа ТФЗМ35

отверстия, через которые с помощью уплотнений проходят выводы вторичных обмоток. Зажимы вторичных обмоток, к которым подключается вторичная цепь, расположены на кожухе, находящемся внутри цоколя и закрытом крышкой *17*.

Первичная обмотка *12* представляет собой петлю из гибкого изолированного провода. Она охватывает комплект вторичных обмоток и также изолирована кабельной бумагой. Таким образом, вся необходимая толщина кабельной бумаги распределена между первичной и вторичной обмотками, конструктивно напоминающими звенья цепи. Отсюда и название конструкции трансформатора — звеньевая. Число параллельных проводов в первичной обмотке и число витков выбираются в зависимости от номинального первичного тока исходя из того, что минимальная м. д. с. в трансформаторе ТФЗМ35 составляет 1200 А.

Выводы первичной обмотки с помощью двух болтов крепятся к зажимам первичной обмотки *10*, которые через уплотнения

Центр Изг

проходят в отверстия фарфоровой покрышки. К наружной части их подключается первичная цепь.

Первичная обмотка подтягивается к комплекту вторичных обмоток с усилием около 150 Н и фиксируется в этом положении с помощью обмоткодержателя *11*, закрепленного внутри обмотки на стержне *5*, проходящем сквозь стенки фарфоровой покрышки. Трансформатор снабжен маслоуловителем, представляющим собой стеклянную трубку, нижний конец которой соединен с полостью трансформатора, а верхний через узкую лабиринтную щель, не пропускающую загрязнений, — с атмосферой. Сверху фарфоровая покрышка закрывается съемной металлической крышкой *7*, на которой установлен дыхательный клапан *8*. При необходимости клапан может снабжаться специальным патроном с влагопоглотителем, в качестве которого используется силикагель. Такие патроны устанавливаются, например, на трансформаторы, предназначенные для эксплуатации в тропических районах.

Крышка *7* крепится к фарфору посредством якореобразных болтов *6*, прилегающих своими выступами к нижней поверхности буртика покрышки. Между крышкой и фарфоровой покрышкой установлена резиновая прокладка *9*.

Трансформаторы тока ТФЗМ110 также относятся к трансформаторам звеньевого типа с бумажно-масляной изоляцией. Кон-

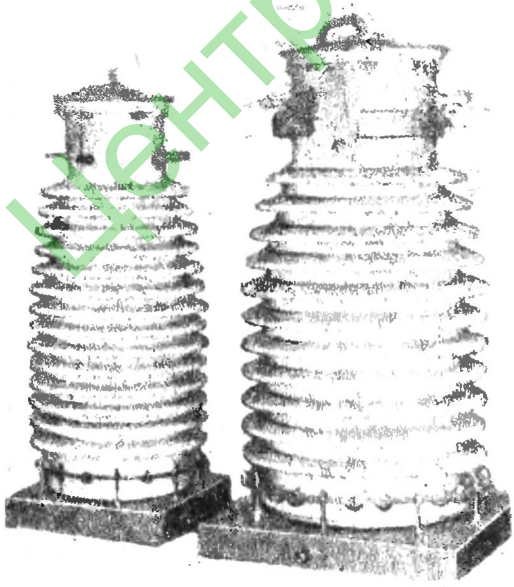


Рис. 7-2. Трансформаторы тока типа ТФЗМ110 до модернизации (справа) и после нее

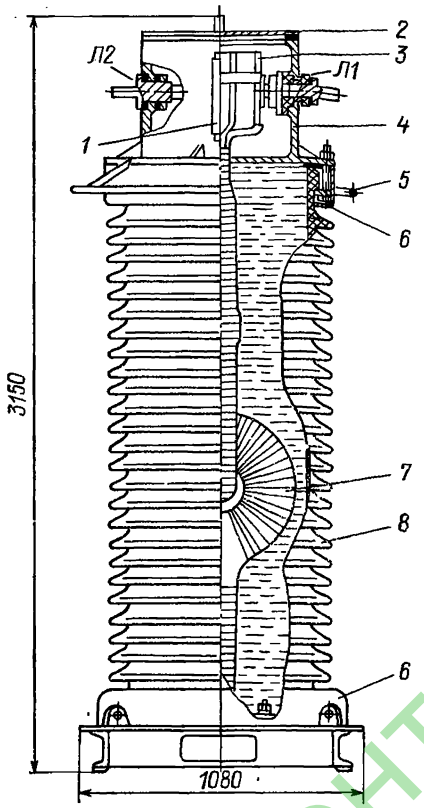


Рис. 7-3. Трансформатор тока типа ТФЗМ220-У1

структивно они подобны трансформаторам ТФЗМ35, но, естественно, имеют большие габариты и массу, определяемые классом изоляции.

За последнее время проведена модернизация трансформаторов серии ТФЗМ.

До недавнего времени, чтобы иметь возможность изменять коэффициент трансформации трансформатора, первичную обмотку выполняли из двух параллельных секций, которые с помощью переключателя, расположенного снаружи фарфоровой покрышки, соединяли последовательно или параллельно.

В последних конструкциях для переключения коэффициента трансформации секционированными делаются вторичные обмотки. Нужное соединение секций производится на вторичных зажимах. Это позволило устранить громоздкий переключатель первичной обмотки и в результате некоторого изменения магнитной системы существенно снизить габариты и массу трансформатора. Результат виден из рис. 7-2, на котором представлена фотография трансформатора ТФЗМ110 на одни и те же параметры до и после модернизации.

В результате изменения конструкции удалось снизить массу трансформаторов ТФЗМ110 на номинальный ток до 2000 А с 840 до 440 кг.

На класс напряжения 220 кВ изготавливается трансформатор ТКЗМ220 (рис. 7-3). В отличие от трансформаторов ТФЗМ35 и ТФЗМ110 у него четыре вторичные обмотки, из которых три — для защиты, а одна — для измерений. Для того чтобы увеличить расстояние в масле от первичной обмотки до заземленного цоколя, стойка, на которой закреплен комплект вторичных обмоток *7*, имеет бо́льшую длину, а вторичные обмотки расположены не в нижней части фарфоровой покрышки, а ближе к середине. В связи с этим покрышку *8* оказалось целесообразным делать цилиндрической, что упростило ее конструкцию и позволило уни-

Центр

фицировать ее крепление к цоколю и к маслорасширителю. В трансформаторах ТФЗМ220 маслорасширитель *4*, функцию которого в трансформаторах этой серии на 35 и 110 кВ выполняет верхняя часть фарфоровой покрышки, выполнен в виде металлической конструкции, представляющей собой силуминовую отливку. В стенках маслорасширителя укреплены маслоуказатель *1* и зажимы первичной обмотки. Наружная часть зажима служит для подсоединения токоподводящих шин, а к внутренней с помощью хомутов подсоединяются начало и конец первичной обмотки. К зажимам первичной обмотки крепится устройство для переключения коэффициента трансформации *3*. Это устройство расположено выше уровня масла и представляет собой изоляционную конструкцию, на которой закреплены выводы четырех секций, образующих первичную обмотку трансформатора ТФЗМ220. С помощью перемычек секции могут соединяться последовательно, последовательно-параллельно или параллельно, что позволяет получать различные коэффициенты трансформации в соотношении 1 : 2 : 4.

Зажимы первичной обмотки уплотнены в месте прохода сквозь стенку маслорасширителя, причем зажим *Л1* изолирован от маслорасширителя, а зажим *Л2* электрически соединен с ним.

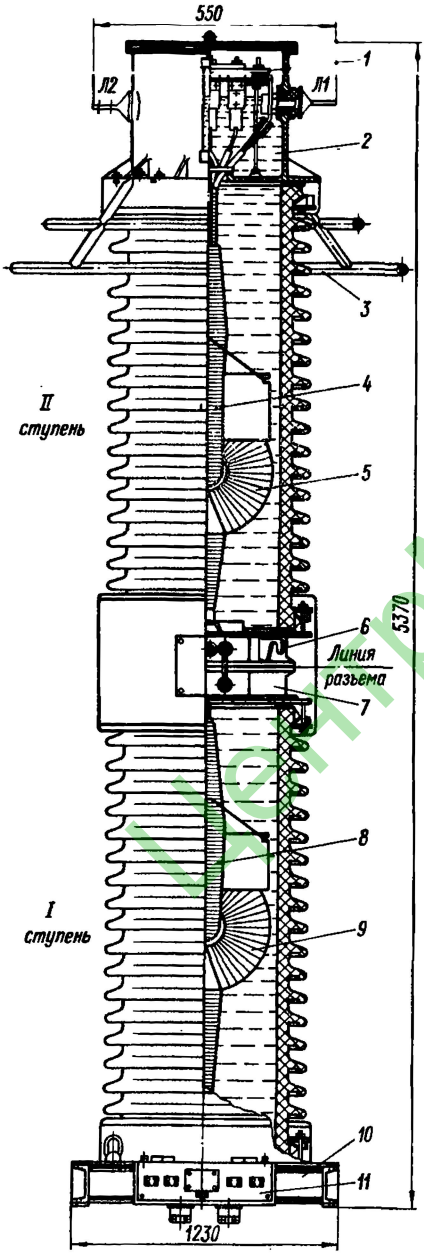
Для повышения напряжения короны и более равномерного распределения напряжения по высоте покрышки в нижней части маслорасширителя установлено экранное кольцо *5*, а также защитная арматура *6*, которая имеется и на цоколе трансформатора.

Сверху на маслорасширителе крепится крышка *2*, на которой установлен дыхательный клапан с влагопоглотителем. Для того чтобы изменить коэффициент трансформации, необходимо снять крышку *2* и выполнить необходимые переключения выводов секций первичной обмотки.

На базе трансформатора ТФЗМ220 разработан и выпускается трансформатор ТФЗМ500 (рис. 7-4). Этот каскадный ТТ представляет собой комплект из двух ТТ с цилиндрическими фарфоровыми покрышками, установленных один на другом. Каждая ступень представляет собой самостоятельный ТТ, имеющий соответствующий коэффициент трансформации и изоляцию, рассчитанную на пониженное напряжение.

Нижняя ступень ТФЗМ500 (рис. 7-5) конструктивно подобна трансформатору ТФЗМ220. Комплект вторичных обмоток *6* содержит четыре независимые вторичные обмотки, расположенные каждая на своем ленточном тороидальном магнитопроводе. В комплект входят три обмотки для защиты и одна для измерения. Комплект вторичных обмоток имеет общую изоляцию из кабельной бумаги.

Первичная обмотка нижней ступени *5* содержит 240 витков провода, намотанных в виде кольца и закрепленных на обмотко-



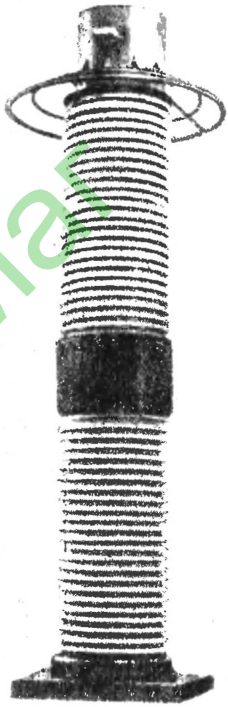


Рис. 7-4. Трансформатор тока типа ТФЗМ500

1 — переключатель числа витков; *2* — маслорасширитель; *3* — экран; *4* — первичная обмотка II ступени; *5* — вторичная обмотка II ступени; *6* — рым; *7* — цоколь; *8* — первичная обмотка I ступени; *9* — вторичная обмотка I ступени; *10* — основание; *11* — коробка или кожух с зажимами вторичной обмотки

ИнтрМаг

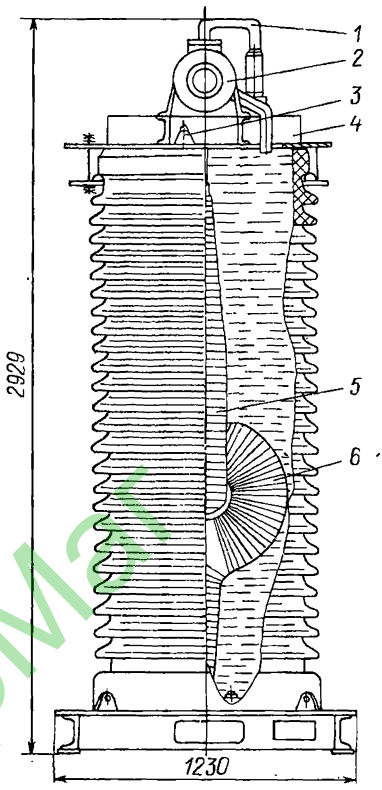


Рис. 7-5. Трансформатор тока ТФЗМ500Б-У1, нижняя ступень

держателе. Поверх обмотки расположен электростатический экран из фольги, электрически соединенный с обмоткодержателем. На экран наложена изоляция из кабельной бумаги, толщина которой на диагональной части обмотки не менее 40 мм.

Нижняя ступень заканчивается цоколем *4*. На нем расположены контактные зажимы *3*, с помощью которых первичная обмотка нижней ступени соединяется со вторичной обмоткой верхней ступени, а также кран с фланцем для подключения маслопровода верхней ступени. Кроме того, на цоколе в период хранения и транспортировки установлен временный маслорасширитель *2* и дыхательный клапан с воздухоосушителем *1*, которые снимаются при установке верхней ступени.

Нижний цоколь верхней ступени, которая показана на рис. 7-6, монтируется на верхнем цоколе нижней ступени. Электрически эти цоколи соединены с одним из выводов вторичной обмотки верхней ступени с помощью зажима *1*. Вторичная обмотка верхней ступени *6* имеет один магнитопровод, сечение которого выбрано с учетом суммарной мощности всех вторичных обмоток трансформатора (255 В·А).

Первичная обмотка верхней ступени состоит из четырех одновитковых секций U-образной формы *5*, скрепленных для повышения электродинамической стойкости бандажом *3* на специальной колодке *4*. Бандаж выполнен хлопчатобумажным шнуром. Кроме того, в верхней части выводы секций зафиксированы обмоткодержателем *2*. С помощью переключателя, подобного тому, который применен в трансформаторе ТФЗМ220, секции могут соединяться последовательно или параллельно, обеспечивая работу трансформатора с номинальным током 500, 1000 и 2000 А.

Устройство маслорасширителя, маслоуказателя, экрана аналогично конструкции этих элементов в трансформаторе ТФЗМ220. Для формирования благоприятного электрического поля соединение верхней и нижней ступеней также закрыто металлическим экраном.

ЦентрМаг

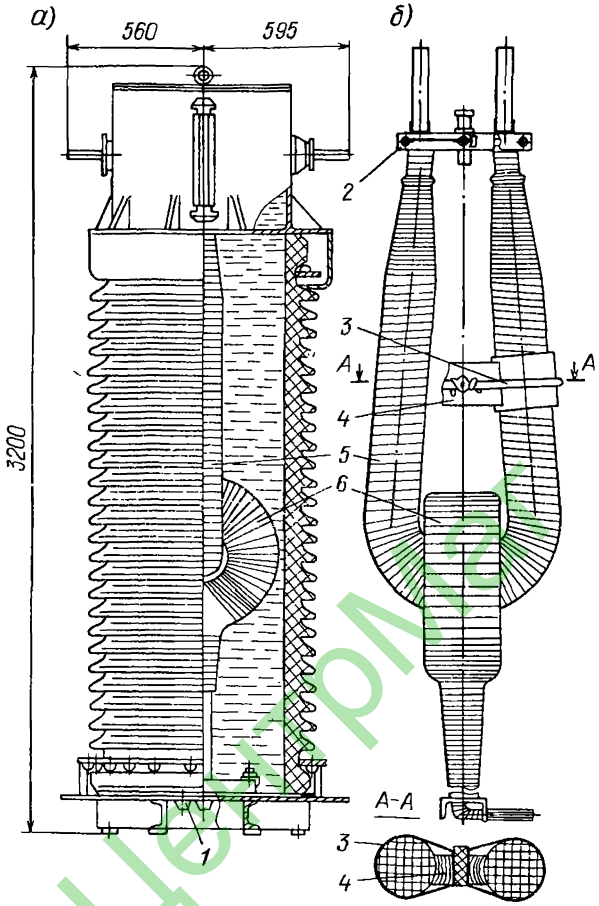


Рис. 7-6. Трансформатор тока ТФЗМ500Б-У1, верхняя ступень: *а* — разрез; *б* — обмотки

7-3. ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА С БУМАЖНО-МАСЛЯНОЙ ИЗОЛЯЦИЕЙ КОНДЕНСАТОРНОГО ТИПА

Технические характеристики этих ТТ приведены в табл. 7-1.

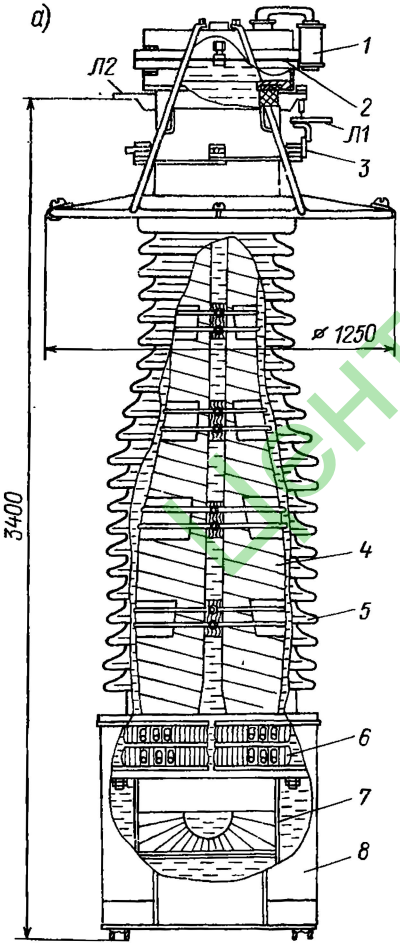
Представителем ТТ с бумажно-масляной изоляцией конденсаторного типа является трансформатор ТФУМ330 (рис. 7-7). Принципиальное отличие трансформатора определяется конструкцией первичной обмотки. На рисунке видно, что первичная обмотка *4* имеет U-образную форму. Обмотка состоит из четырех секций, различные комбинации соединения которых дают возможность получать коэффициенты трансформации в соотношении 1 : 2 : 4. Обмотка изолирована на полное рабочее напряжение. Изоляция выполнена кабельной бумагой. Особенность заклю-

Центрлит

чается в том, что для оптимального распределения напряжения по толще бумаги в изоляцию заложены 14 главных конденсаторных обкладок из перфорированной фольги, между которыми расположены на краю изоляции по четыре манжеты. Последняя, четырнадцатая обкладка электрически соединяется с зажимом заземления.

Изоляция конденсаторного типа позволила сократить ее толщину по сравнению с обычной бумажно-масляной изоляцией более чем в три раза. В трансформаторе ТФУМ330 толщина изоляции в месте четырнадцатой обкладки составляет 55 мм.

Вторичные обмотки *6* располагаются в нижней части и практически не имеют собственной изоляции. Они находятся ниже заземленной обкладки изоляции первичной обмотки. Это обстоятельство позволило поместить вторичные обмотки в металлическом заземленном баке *8*, закрепив их на первичной обмотке *4* и вместе с ней в баке посредством обмоткодержателя *7*.



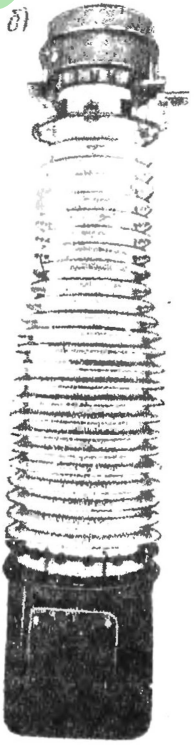


Рис. 7-7. Трансформатор тока типа ТФУМ330: *а* — разрез; *б* — общий вид

КонтрМаг

На верхнем фланце бака с помощью описанного выше механического крепления установлена фарфоровая покрышка переменного диаметра *5*. К верхней части покрышки прикреплена металлическая конструкция, в которой собраны зажимы первичной обмотки, расположенные по окружности. Переключение секций первичной обмотки производится посредством переключателя *3*, расположенного снаружи трансформатора.

Еще одной особенностью этой конструкции является то, что заполненная маслом полость трансформатора герметизирована с помощью резиновой диафрагмы *2*, над которой в самой верхней части трансформатора расположена газовая подушка, соединенная с атмосферой посредством патрона с воздухоосушителем *1*. В качестве воздухоосушителя применен силикагель. Герметизация позволяет значительно лучше сохранять качество масла во время эксплуатации трансформатора.

Другой конструкцией ТТ с бумажно-масляной изоляцией конденсаторного типа являются трансформаторы серии ТФРМ. Они выпускаются на напряжение от 330 до 1150 кВ и отличаются друг от друга числом ступеней. Принципиальным отличием ТТ этой серии является то, что главная изоляция расположена на вторичных обмотках. В связи с этим вся магнитная система, т. е. все пять магнитопроводов с вторичными обмотками, подняты на специальных подставках на высоту, необходимую, чтобы обеспечить изоляцию между первичной обмоткой и нижним цоколем соответствующей ступени. При этом первичная обмотка, располагаемая в установленном на фарфоровой покрышке металлическом баке, которому сообщен потенциал первичной обмотки, имеет минимальную длину. Это обстоятельство позволяет существенно экономить дорогую и дефицитную медь, что и составляет основное преимущество такого варианта конструкции. По форме комплекта вторичных обмоток этот вариант получил название рымовидной конструкции.

Трансформаторы ТФРМ330 и ТФРМ500 представляют собой одноступенчатую конструкцию, трансформатор ТФРМ750 — каскадную из двух, а ТФРМ1150 — из трех ступеней.

Конструкция трансформатора ТФРМ330 почти полностью аналогична конструкции трансформатора ТФРМ500, изображенной на рис. 7-8. Трансформатор имеет пять вторичных обмоток: одна для измерений и четыре — для защиты. Вторичные обмотки, намотанные проводом марки ПЭЛБО или ПЭТВБД диаметром 1,08 мм (номинальный вторичный ток 1 А) на ленточных тороидальных магнитопроводах, закрепляются на подставке *2*. Чтобы избежать намагничивания подставки, в верхней ее части имеется зазор. Выводы обмоток проходят внутри трубы подставки. На комплект вторичных обмоток и подставку накладывается главная изоляция. Она выполняется из сложенных вдвое лент трансформаторной бумаги с вложенными по определенной схеме конденсаторными обкладками из перфорированной алюминиевой фольги.

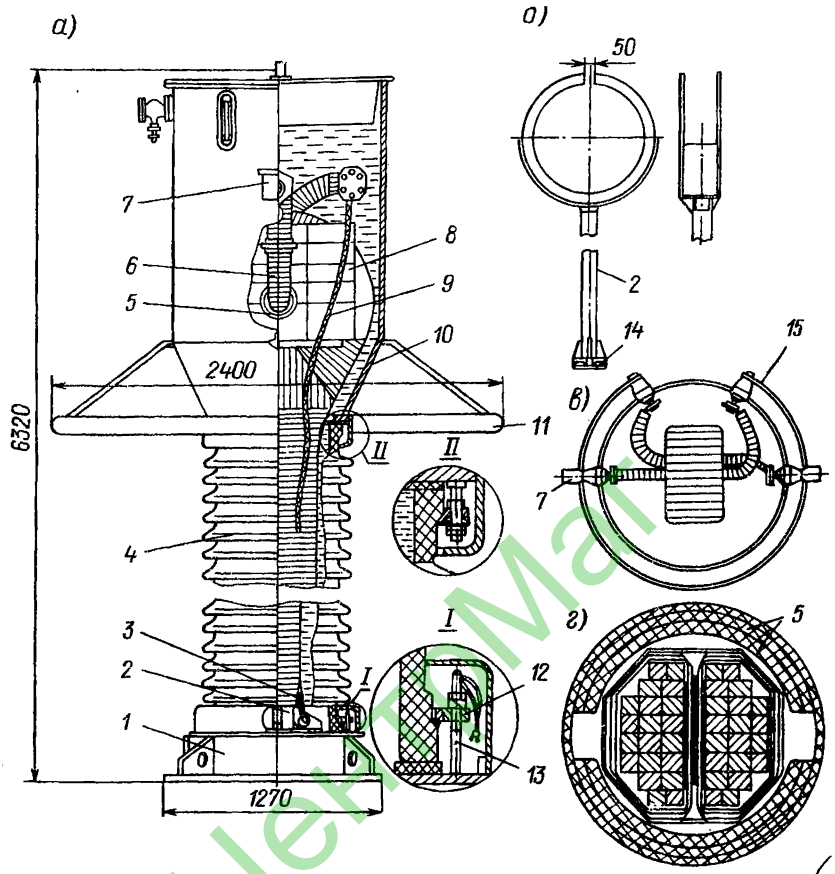


Рис. 7-8. Трансформатор тока типа ТФРМ500: *а* — разрез трансформатора; *б* — подставка вторичных обмоток; *в* — схема переключателя числа витков первичной обмотки; *г* — поперечное сечение первичной обмотки

Изоляция на 500 кВ содержит 16 главных обкладок, выходы которых располагают на расчетном расстоянии от нижней опоры подставки *14*. Между каждой парой главных обкладок размещено девять манжеток. В прокладках, расположенных поверх вторичных обмоток, во избежание короткозамкнутого витка в месте перехлеста краев вложена изоляционная прокладка.

На трубе подставки под изоляцией имеется специальная обмотка возбуждения, служащая для индукционного нагрева трансформатора изнутри во время сушки закладных частей перед заливкой маслом. Чтобы обеспечить заданное распределение напряжения по толще изоляции, ближнюю к подставке нулевую обкладку заземляют, а последней, 16-й, обкладке сообщают потенциал первичной обмотки. Для этого указанные обкладки

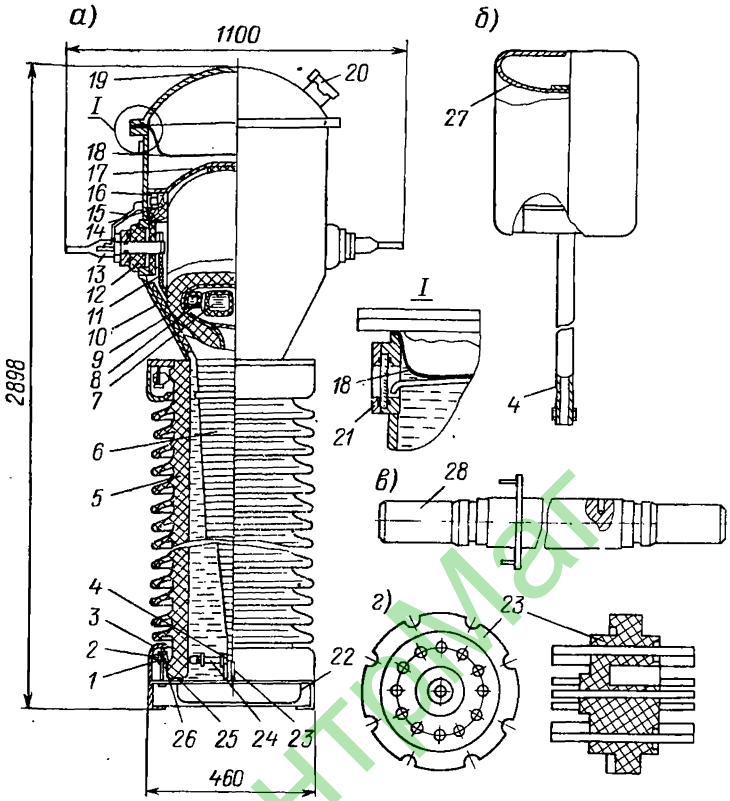


Рис. 7-9. Трансформатор тока серии ТОМ на напряжение 220 кВ типа ТОМ220: *а* — разрез трансформатора; *б* — подпорка с экраном; *в* — одновитковая первичная обмотка; *г* — токовывод вторичных обмоток

имеют выводы *3* и *9*. Кроме того, на специальный зажим выведена следующая за нулевой измерительная обкладка. С ее помощью контролируется напряжение сети по принципу конденсаторного делителя напряжения.

Первичная обмотка *6* состоит из двух секций, которые могут включаться последовательно или параллельно для получения различных коэффициентов трансформации. Секции выполнены из пакета гибких проводов, изолированы трансформаторной бумагой. Сечению обмотки придана форма круга с помощью перфорированных изоляционных цилиндров *5*, части которых скреплены изоляционной хлопчатобумажной лентой.

Подставка с комплектом вторичных обмоток с помощью четырех болтов и регулировочных прокладок на них устанавливается строго вертикально на нижнем цоколе *1*. В цоколе имеется отверстие и трубопровод с пробкой для слива масла, а также уплотненные вводы для концов вторичных обмоток, выводов обмотки

ЦНТБМаг

возбуждения, нулевой и измерительной обкладок. Зажимы вторичных обмоток расположены на находящейся на боковой стороне цоколя клеммной сборке, соединенной с вводами.

На цоколе *1* посредством шпилек *13* и кольца *12* закреплена цилиндрическая фарфоровая покрышка *4*, обеспечивающая внешнюю изоляцию трансформатора.

На верхней части покрышки установлен металлический бак *10*, в котором закреплены зажимы первичной обмотки *7*. К одному из зажимов подсоединен вывод *9* последней, 16-й, обкладки изоляции вторичной обмотки. Электродинамическая стойкость первичной обмотки обеспечивается расклиновкой и креплением ее посредством деревянных брусков *8*. Зажимы первичной обмотки могут пересоединяться с помощью наружного переключателя *15*.

Узел герметизации аналогичен тому, какой применен в трансформаторе ТФУМ330.

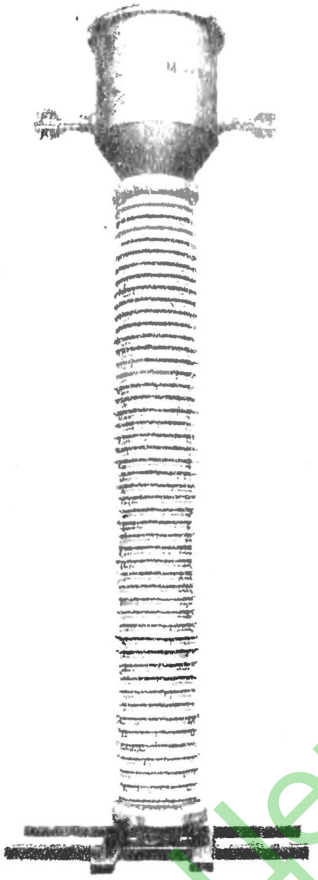
Как и другие ТТ на высокие напряжения, ТФРМ500 снабжен экраном *11*, закрепленным на баке.

Еще одним примером ТТ с бумажно-масляной изоляцией конденсаторного типа является унифицированная серия трансформаторов тока ТОМ на напряжение 35—500 кВ. На рис. 7-9 в качестве характерного представителя серии изображен трансформатор ТОМ220.

Комплект вторичных обмоток *6*, состоящий из четырех обмоток, имеющих главную изоляцию, закреплен на цоколе *22*. Комплект содержит одну обмотку для измерения *8* и три для защиты *7*. Между обмотками *7* и *8* установлена термопара для контроля температуры обмоток в процессе сушки. Комплект обмоток имеет рымовидную форму, и на нем расположена вся главная изоляция, выполненная кабельной бумагой марки КВКГ-170-0,17 и крепированной бумагой марки ЭКТМ-0,44. Для обкладок конденсаторной изоляции используется перфорированная фольга марки ФБК. Число обкладок, толщина изоляции между ними, размер от цоколя до края обкладки зависят от класса напряжения трансформатора. Первая внутренняя обкладка заземляется посредством подсоединения ее к цоколю. Следующая за ней потенциальная обкладка припаивается к стержню токовывода и служит для измерения напряжения с использованием обкладок как емкостного делителя напряжения. Последняя наружная потенциальная обкладка подсоединяется к одному из выводов первичной обмотки.

Вторичные обмотки закреплены на подпорке *4* внутри экрана *27*. Выводы обмоток проходят внутри трубы подпорки и припаиваются к стержням токовывода *23*, который через уплотнения установлен на цоколе *22*. Токовывод *23* представляет собой пластмассовую деталь с запрессованными токоведущими шпильками, через которые осуществляется подключение вторичной цепи к выводам вторичных обмоток. В нижней части подпорки в резьбовых отверстиях установлены под углом 90° четыре шпильки *24*, при помощи которых подпорка фиксируется внутри фарфоровой ци-

Рис. 7-10. Трансформатор тока типа ТОМ500



линдрической покрышки *5*. Покрышка через уплотнительное резиновое кольцо *25* закреплена с помощью механического крепления (состоящего из блоков *26*, шпилек *1* и кольца *2*) на цоколе. Крепление закрыто заземленным металлическим экраном *3*. Такое же крепление расположено в верхней части покрышки *5*. С его помощью она соединяется с металлическим баком *10*, являющимся головной частью трансформатора, в которой располагается комплект вторичных обмоток, зафиксированный с помощью конуса из электрокартона *9*, деревянных вкладышей *14* и металлической ленты *17*, концы которой прикреплены к угольникам *16*, приваренным к баку. Пространство в верхней части бака, образованное полусферической крышкой *19*, отделено резиновой диафрагмой *18* и играет роль маслорасширителя. Через вентиль *20* это пространство заполняется сухим азотом. Под верхним фланцем имеется маслоуказатель *21*, на который нанесена метка, соответствующая уровню масла при 20 °С. Для контроля давления, до которого происходит заполнение азотом, на цоколе устанавливается манометр.

Первичная обмотка в зависимости от номинального первичного тока состоит из одного или нескольких витков. Одновитковая обмотка представляет собой медный стержень *28* или трубу, концы которых через унифицированные уплотнения и изоляторы *12* выходят из бака. К внутренней части первичной обмотки подсоединяется наружная потенциальная обкладка вторичных обмоток *11*. На выступающие выводы первичной обмотки устанавливаются зажимы *13*, служащие для подключения питающей сети. Проводником *15* металлический бак *10* электрически соединяется с выводом *Л2* первичной обмотки.

Многовитковая первичная обмотка наматывается на комплект вторичных, занимая сектор около 60° в его верхней части. Обмотка наматывается проводом ПВЗ-2,5-660. Число параллельных проводов выбирается в соответствии с номинальным током, жгут из необходимого числа параллельных проводов обматывается

ЦенТрИТ

Таблица 7-2. **Характеристики трансформаторов тока серии ТОМ**

Тип трансформатора	Номинальный первичный ток, А	Кратность тока термической стойкости	Характеристики вторичных обмоток												Масса, кг
			1-я				2-я		3-я		4-я		5-я		
			Номинальный вторичный ток, А	Класс точности	Номинальная нагрузка, В·А	$K_{10н}$	Номинальная нагрузка, В·А	$K_{10н}$	Номинальная нагрузка, В·А	$K_{10н}$	Номинальная нагрузка, В·А	$K_{10н}$	Номинальная нагрузка, В·А	$K_{10н}$	
ТОМ35-У1	До 600	35	1	0,2 или 10Р	20	—	40	20	40	20	—	—	—	—	100
					10	20									
ТОМ35-Т1 ТОМ35-ХЛ1	От 800 до 3000	20	5	0,5 или 10Р	30	—									
					15	20									
ТОМ110-У1	До 600	35	1	0,2 или 10Р	20	—	30	20	50	20	20	20	—	—	340
					10	20									
ТОМ110-Т1 ТОМ110-ХЛ1	От 800 до 3000	21	5	0,5 или 10Р	30	—									
					15	20									
ТОМ150-У1	До 600	35	1	0,2 или 10Р	20	—	30	20	50	20	20	20	—	—	450
					10	20									
ТОМ150-Т1	От 800 до 3000	21	5	0,5 или 10Р	30	—									
					15	20									

ЭлектроМаг

Продолжение табл. 7-2

Тип трансформатора	Номинальный первичный ток, А	Кратность тока термической стойкости	Характеристики вторичных обмоток												Масса, кг
			1-я				2-я		3-я		4-я		5-я		
			Номинальный вторичный ток, А	Класс точности	Номинальная нагрузка, В·А	$K_{10н}$	Номинальная нагрузка, В·А	$K_{10н}$	Номинальная нагрузка, В·А	$K_{10н}$	Номинальная нагрузка, В·А	$K_{10н}$	Номинальная нагрузка, В·А	$K_{10н}$	
ТОМ220-У1 ТОМ220-Т1	До 600 800	42 36	1	0,2 или 10Р	20 10	— 20	30	20	50	20	50	20	—	—	570
ТОМ220-ХЛ1	1000 2000 3000	32 31,5 21	5	0,5 или 10Р	30 15	— 20									
ТОМ330-У1; ТОМ330-Т1	1000 2000	32 31,5	1	0,2 или 10Р	20 10	— 20	30	20	50	20	40	20	40	20	1250
	3000 4000	21 21	5	0,5 или 10Р	30 15	— 2									
ТОМ500-У1 ТОМ500-Т1	1000 2000	32 31,5	1	0,2 или 10Р	20 10	— 20	30	18	40	18	40	18	40	18	2100
ТОМ500-ХЛ1	3000 4000	21 21	5	0,5 или 10Р	30 15	— 20									

Примечание. $K_{10н}$ — номинальная предельная 10 %-ная кратность первичного тока.

ЦентрМаг

тремя слоями киперной ленты. Концы обмотки припаиваются к выводам *13*.

Уменьшенная цилиндрическая покрышка, герметизация конструкции, оптимизационный электромагнитный расчет с помощью ЭВМ позволили весьма существенно уменьшить затраты материалов в ТТ серии ТОМ. Так, масса трансформатора ТОМ220Б-У1 составляет ориентировочно 570 кг, в то время как масса трансформатора ТФЗМ220Б-1У1 равна 2360 кг. На рис. 7-10 представлен внешний вид трансформатора ТОМ500Б-У1, а в табл. 7-2 приведены технические характеристики трансформаторов тока серии ТОМ.

7-4. НОВОЕ ПОКОЛЕНИЕ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА С НОРМИРОВАННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

В конце 70-х годов были разработаны первые отечественные трансформаторы тока нового поколения — с нормированными характеристиками не только в установившихся, но и в переходных режимах [95]. С 1979 г. серийно выпускаются два типа таких ТТ, встроенных в силовой автотрансформатор: ТВПУ-500 и ТВПУ-1150. В 1981 г. освоено производство опорного ТТ типа ТФРМ-1150-АУ1.

Трансформаторы тока с новыми свойствами были получены благодаря применению конструктивно-технологических и структурных методов изменения их характеристик.

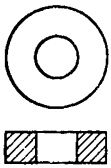
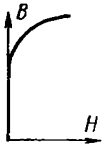
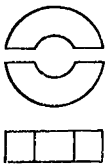
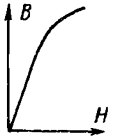
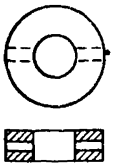
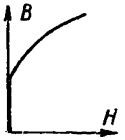
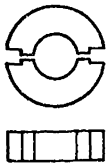
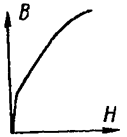
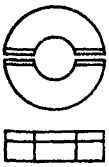
Основным конструктивно-технологическим методом стало введение зазора в ферромагнитный магнитопровод. В табл. 7-3 приведены различные конструкции магнитопроводов с зазорами и соответствующие им кривые намагничивания, а также типы ТТ, выполненных с такими магнитопроводами. Обозначения ТРХ, ТРУ, ТРZ, ТРХУ, ТРХZ и ТРУZ заимствованы из [93]; образованы они на основе материалов МЭК.

Изменение характеристик ТТ осуществляется с помощью емкости, подключаемой ко вторичной дополнительной обмотке верхней ступени КТТ.

Для комплексного решения проблемы создания ТТ, предназначенных для работы в установившихся и переходных режимах, разработана методика определения погрешностей одноступенчатых ТТ в переходных режимах синтетическим методом МИ 180-79 (М.: Издательство стандартов, 1980) и методика прямых испытаний ТТ в переходных режимах, а также создан стенд для испытаний синтетическим методом и образцовый ТТ типа ТШВС-1У4 для испытаний в динамических режимах.

Рассмотрим более подробно наиболее сложный каскадный трансформатор тока типа ТФРМ-1150АУ1. Основные технические требования к этому КТТ — по точности — приведены в табл. 7-4.

Таблица 7-3. **Магнитопроводы новых ТТ**

Тип ТТ	Магнитопровод		
	Наименование	Конструкция	Кривая намагничивания
ТРХ	Замкнутый		
ТРУ, ТРZ	С полным зазором		
ТРХУ, ТРХZ	С частичным зазором: с вырезом		
	комбинированный		
	с отверстиями		
ТРУZ	С переменным зазором: с частичным		
	комбинированный		

ЦенПроМаг

Таблица 7-4. **Характеристики каскадного трансформатора тока типа ТФРМ-1150-АУ1 на 1150 кВ**

Параметр	Значение		
Номинальный первичный ток $I_{1н}$, А	2000—4000		
Номинальный вторичный ток $I_{2н}$, А	1		
Число вторичных обмоток	5		
Обозначение их	И	P_1, P_2	P_3, P_4
Номинальная нагрузка при $\cos\varphi_2 = 0{,}8$ (В·А)	30	40	40
Погрешности при номинальной загрузке, не более			
токовая f_i (%) при $I_1/I_{1н} = 0{,}05 \div 0{,}10$	0,5	±10	±10
при $I_1/I_{1н} = 0{,}5 \div 3{,}0$		—3	—3
угловая δ (...°) при $I_1/I_{1н} = 0{,}5 \div 0{,}10$	0,5	±7	±7
при $I_1/I_{1н} = 0{,}5 \div 3{,}0$		+3	+3
Номинальная предельная кратность $K_{10н}$	10	10	10
Полная погрешность трансформации периодической составляющей промышленной частоты первичного тока I_1 в переходных режимах при номинальной нагрузке, кратности первичного тока $K = 10$ и постоянной времени первичной цепи $T_1 = 0{,}3$ с, %, не более	80	80	20

КТТ выполнен в виде опорной трехступенчатой каскадной конструкции с пятью вторичными обмотками нижней ступени. Каждая ступень трансформатора представляет собой конструктивно самостоятельный элемент. Изоляция распределена по ступеням равномерно. Вся главная внутренняя изоляция — рымовидная бумажно-масляная конденсаторного типа — расположена на вторичных обмотках каждой ступени. Внешней изоляцией служат фарфоровые покрышки верхней, средней и нижней ступеней, устанавливаемые друг на друга и соединяемые между собой электрически и механически. Для компенсации температурного колебания уровня масла на верхней ступени находится единый для всего трансформатора узел герметизации. С целью снижения изгибающих нагрузок на фарфоровые покрышки на средней ступени расположены три растяжки из стержневых изоляторов. Трансформатор имеет защитную арматуру в виде колец из алюминиевой или стальной трубы: по одному на маслорасширителях нижней и средней ступеней и двух — на маслорасширителе верхней ступени.

Структура КТТ показана на рис. 7-11, где ТТ, не предназначенные для работы в переходных режимах и не имеющие поэтому зазоров в магнитопроводах, обозначены *СТ*.

Магнитная система ТФРМ-1150-АУ1 состоит из сплошных и разрезных магнитопроводов, изготовленных из стали марки 3414. Для достижения требуемых метрологических характеристик в установившихся и переходных режимах магнитная система

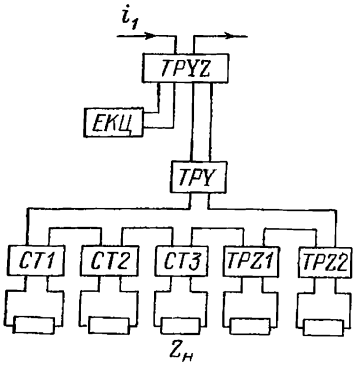


Рис. 7-11. Структура КТТ типа ТФРМ-1150-АУ1

верхней ступени выполнена в виде комбинированного магнитопровода [89, 95], который состоит из двух разрезных магнитопроводов, имеющих одинаковую длину средней силовой линии, но различные сечения и немагнитные зазоры. Для устранения взаимного влияния основного и дополнительного магнитопроводов оси их немагнитных зазоров при сборке магнитопровода совмещаются. Магнитопровод средней ступени — разрезной. Магнитная система нижней ступени состоит из пяти магнитопроводов, два из них — P_3 и P_4 — выполнены с немагнитными зазорами. Характеристики намагничивания разрезных магнитопроводов показаны на рис. 7-12.

Первичная обмотка верхней ступени — две одинаковые секции, соединяемые при помощи переключателя последовательно или параллельно, что обеспечивает у ТТ два коэффициента трансформации: 2000 и 4000. Остальные обмотки трансформатора не секционированы. Наряду с основной верхняя ступень имеет дополнительную вторичную обмотку, к которой подключен конденсатор, служащий для компенсации погрешностей [89] и защиты промежуточных обмоток (вторичной верхней ступени и первичной средней ступени) от волновых перенапряжений (рис. 7-13). Для компенсации использован конденсатор КС1 в исполнении для холодного климата. Параметры обмоток КТТ приведены в табл. 7-5.

Полное сопротивление компенсирующей емкости,

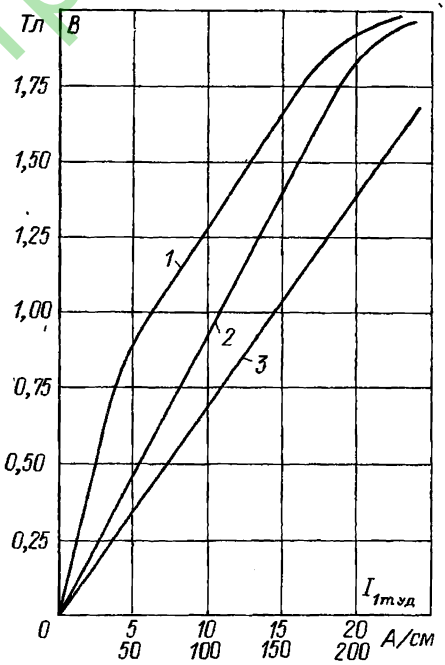


Рис. 7-12. Характеристики намагничивания разрезных магнитопроводов ТТ типа ТФРМ-1150-АУ1

1 — верхняя ступень; *2* — нижняя ступень (магнитопроводы P_3 и P_4); *3* — средняя ступень

Кривая *1* относится к нижней шкале на оси абсцисс, а кривые *2* и *3* — к верхней шкале

Цветмаг

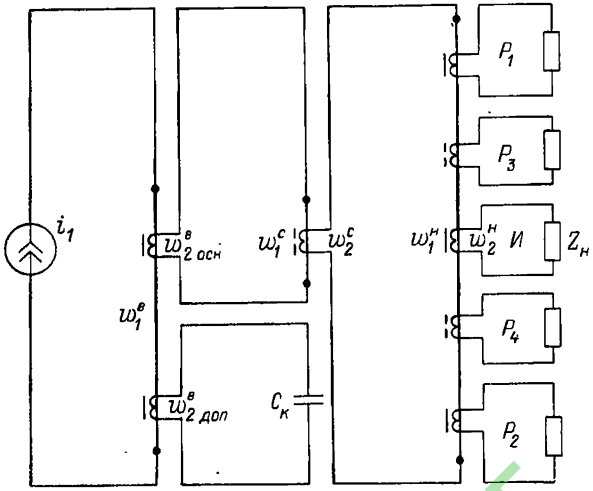


Рис. 7-13. Электрическая схема ТТ типа ТФРМ-1150-АУ1

выбираемой из условия стабильности токовой и угловой погрешностей ТТ при изменении его нагрузки, определяется следующим выражением [89]:

$$Z_к = \frac{r^в_{2\,обм} + j\left(x^в_0 + x^в_{2\,обм}\right)}{j\dot{K}x^в_0 - 1},$$

где $\dot{K} = K'' + jK''$ — комплексный коэффициент, который зависит от допустимых отклонений вторичного тока верхней ступени по

Таблица 7-5. **Характеристики обмоток**

Параметр	Ступень		
	верхняя	средняя	нижняя
Номинальное число витков обмоток:			
первичной	1—2	150	100
вторичной	200	150	2000
вторичной дополнительной	222	—	—
Сопротивление обмоток, Ом:			
первичной			
активное	—	0,29	0,18
индуктивное	—	0,64	0,41
вторичной			
активное	0,13	0,08	8,7
индуктивное	0,05	0,07	0
вторичной дополнительной			
активное	2,63	—	—
иидуктивное	0,05	—	—

Примечания: 1. Активные сопротивления приведены к температуре окружающей среды 20 °С. 2. В качестве сопротивлений нижней ступени указаны средние для пяти обмоток значения.

ЦентрМаг

величине и по фазе при заданных пределах изменения нагрузки; $x_0^в$ — сопротивление ветви намагничивания ТТ верхней ступени на начальном участке характеристики намагничивания (см. рис. 7-12, кривая *1*).

В случае отклонений параметров ТТ и компенсирующей емкости от расчетных значений в условиях серийного производства допустимые погрешности измерительного выхода И (см. рис. 7-13) обеспечиваются коррекцией числа витков дополнительной обмотки верхней ступени, первичных обмоток средней и нижней ступеней.

Число витков дополнительной обмотки верхней ступени можно определить следующим образом:

$$w_{2\,доп} = w_{2\,ном}^в \sqrt{\frac{x_{к.\,расч}}{x_к}},$$

где $w_{2ном}$ — номинальное число витков основной вторичной обмотки верхней ступени; $x_{к.\,расч}$ — расчетное сопротивление компенсирующего конденсатора; $x_к$ — фактическое сопротивление конденсатора.

Образцы ТФРМ-1150-АУ1 в соответствии с техническими условиями прошли полный комплекс испытаний: метрологических, высоковольтных, на электродинамическую и термическую стойкость к токам к. з.

По электрической прочности изоляции КТТ удовлетворяет следующим испытательным напряжениям:

одноминутному напряжению промышленной частоты для внутренней изоляции 1150 кВ;

испытательному напряжению промышленной частоты внешней изоляции при плавном подъеме (действующее значение) в сухом состоянии и под дождем 1300 кВ;

испытательному напряжению грозовых импульсов внутренней и внешней изоляции (максимальное значение): полный импульс 2900 кВ; срезанный импульс 3200 кВ;

испытательному напряжению коммутационных импульсов внутренней и внешней изоляции в сухом состоянии и под дождем (максимальное значение 2100 кВ);

напряжение промышленной частоты, при котором еще нет видимой короны (действующее значение), составляет 760 кВ.

Погрешности трансформатора по каждой из его вторичных обмоток в установившемся режиме определялись в соответствии с требованиями ГОСТ 7746—78. Результаты испытаний в установившемся режиме приведены в табл. 7-6. Погрешности КТТ для проверяемой обмотки даны для случая, когда остальные обмотки были нагружены номинальной нагрузкой. Испытания подтвердили соответствие измерительной обмотки КТТ классу точности 0,5 в требуемом диапазоне нагрузок всех обмоток для релейной защиты (50—100 %) и измерительной обмотки (25—100 %).

Таблица 7-6. Погрешности трансформатора тока типа ТФРМ-1150-АУ1

Обмотка	Нагрузка при cos φ_2 = 0,8, В·А	Первичный ток, % номинального	Погрешность токовая, %		Погрешность угловая минимальная, ...′	
			по техническим условиям, не более	фактическая	по техническим условиям, не более	фактическая
P_1, P_2	40	5	—10	—1,15	420	32
		10	—10	—0,76	420	18
		50	—3	—0,3	180	11
		100	—3	—0,2	180	3
	20	120	—3	—0,06	180	1
P_3, P_4	40	5	—10	—3,2	420	142
		10	—10	—2,7	420	125
		50	—3	—2,35	180	109
		100	—3	—2,15	180	107
	20	120	—3	—1,03	180	67
И	30	10	±1,0	—0,83	±60	20
		20	±0,75	—0,54	±45	10
		100	±0,5	—0,18	±30	1,5
		120	±0,5	—0,18	±30	1,5
	7,5	120	±0,5	—0,02	±30	—0,5

При кратности первичного тока по отношению к его номинальному значению 10 и номинальной вторичной нагрузке полные погрешности обмоток И, P_1, P_2 не превышали 6,5 %, а обмоток P_3, P_4 — не превышали 9,5 %.

С учетом ограниченных мощностей испытательного стенда испытания проводили при параметрах первичного переходного тока, меньших номинальных, при этом амплитуда периодической составляющей (29 кА) соответствовала нормам, а постоянная времени затухания апериодической составляющей первичного тока составляла 0,08 с вместо 0,3 с. Опыты проводились для случая, когда периодическая составляющая тока в момент к. з. проходила свой максимум. При испытаниях остаточная индукция в неразрезных магнитопроводах нижней ступени была равна нулю. Измерение переходных токов осуществлялось путем записи осциллограмм с последующей расшифровкой. Соответствие метрологических характеристик КТТ их нормированным значениям в пере-

ЦентрМаг

ходном режиме с предельными параметрами тока к. з. (кратности 10 и постоянной времени затухания 0,3 с) подтверждено расчетным путем с учетом полученных экспериментальных данных.

Полные погрешности в указанных условиях составляют для обмоток P_1 и P_4 не более 20 %, для обмоток И, P_1 и P_2 при остаточной индукции, равной нулю, — не более 40 %.

Результаты испытаний подтвердили, что компенсирующая емкость является одновременно эффективным средством, обеспечивающим устойчивость ТФРМ-1150-АУ1 к волновым процессам при к. з. на линиях 1150 кВ. Частота основной гармоники собственных колебаний во вторичных переходных токах при отключениях к. з. в первичной цепи равна 230 Гц, амплитуда составляет не более 15 % амплитуды основной гармоники частоты 50 Гц, а постоянная затухания — менее 0,01 с, что предотвращает ложные срабатывания современных быстродействующих защит линий 1150 кВ под влиянием этой гармоники. Другие гармоники собственных колебаний практически равны нулю.

КТТ выдержал испытания на электродинамическую (110 кА) и термическую стойкость (40 кВ, 2 с).

Испытания ТФРМ-1150-АУ1 показали, что его технические характеристики полностью удовлетворяют требованиям энергосистем по точности при работе в установившихся и переходных режимах.

Результаты исследований изложили Н. В. Борю, В. А. Носачев, В. И. Руденко, М. М. Сизинцев, Б. С. Стогний, Б. Н. Танкевич, В. А. Черненко, В. К. Тимошин в статье «Каскадный трансформатор тока типа ТФРМ-1150-АУ1» [Электротехническая промышленность. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы, 1983. № 6 (140)], а также Б. С. Стогний, Е. Н. Танкевич, В. А. Черненко и А. Ф. Беспалый в статье «Новое поколение высоковольтных преобразователей тока с нормированными характеристиками в переходных режимах» (Энергетика и электрификация. Киев; изд-во «Техника». 1985. № 2).

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

8-1. МАГНИТОПРОВОДЫ

Магнитопроводы высоковольтных трансформаторов тока изготавливаются из тонколистовой электротехнической стали по ГОСТ 21427.0—75 — ГОСТ 21427.3—75. В настоящее время для изготовления магнитопроводов ТТ наиболее широкое применение получила анизотропная холоднокатаная электротехническая

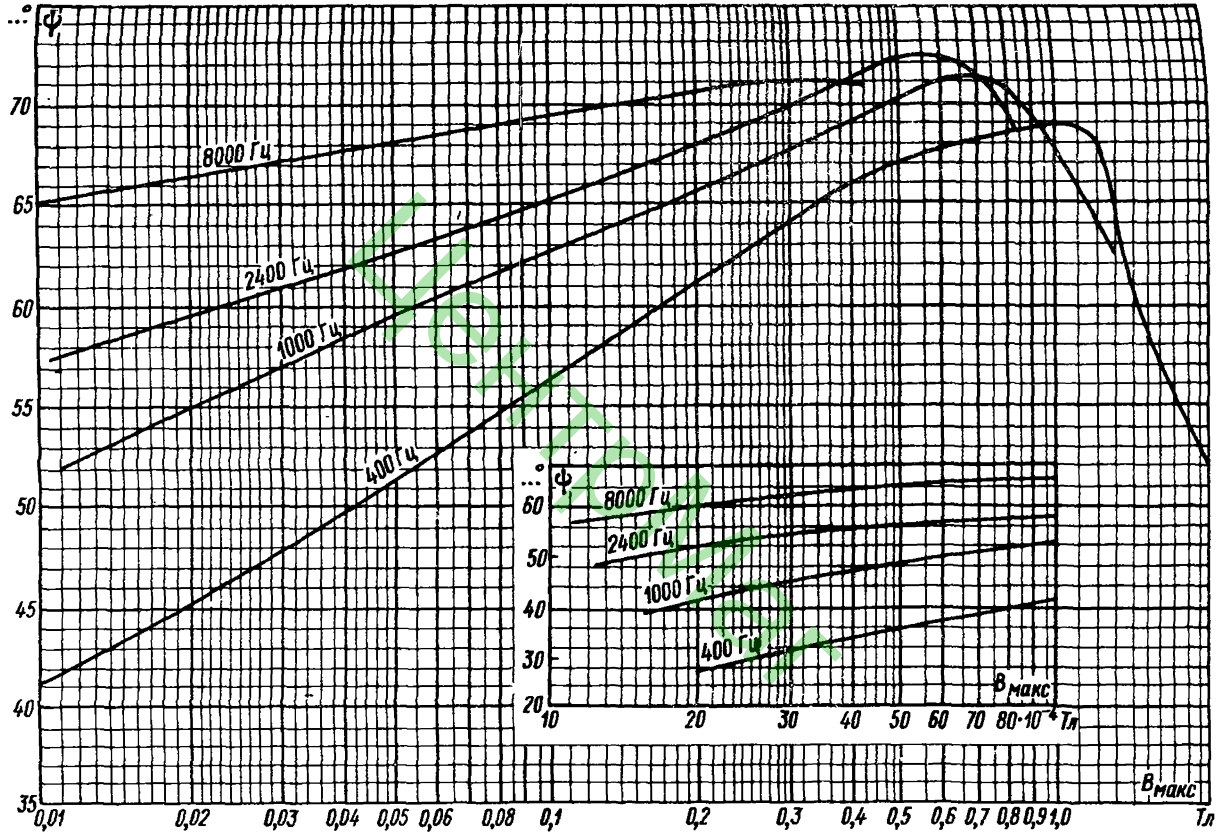


Рис. 8-1. Кривые зависимости угла потерь от индукции для отожженных ленточных магнитопроводов из электротехнической стали марки 3411 при различных частотах

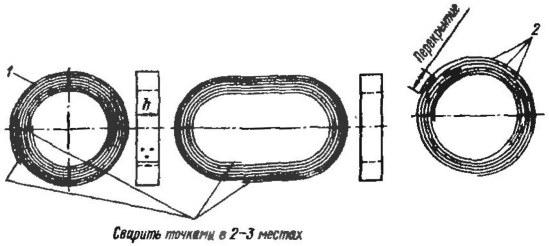


Рис. 8-2. Спиральные (ленточные) магнитопроводы

сталь марок 3413, 3414 и 3405. Эта сталь изготавливается в виде рулонов, листов или резаной ленты и имеет с одной стороны электроизоляционное термостойкое покрытие толщиной не более 5 мкм. Раньше для изготовления магнитопроводов широко применялись анизотропная холоднокатаная электротехническая сталь марок 3411 и 3412 и изотропная горячекатаная электротехническая сталь марок 1511 и 1512. Для магнитопроводов высокочастотных ТТ обычно применяется изотропная горячекатаная электротехническая сталь марки 1521, имеющая меньшие удельные потери. Основные характеристики отечественных электротехнических сталей приведены в табл. 8-1—8-8 и на рис. 8-1.

Начальные участки кривых намагничивания достаточно точно могут быть представлены выражениями, приведенными в табл. 8-9.

Прочие свойства электротехнических сталей более подробно рассмотрены в [37], и не будем на них останавливаться. Следует лишь отметить, что удары, сотрясения и механические напряжения (наклеп), которым неизбежно подвергается электротехническая сталь при транспортировке и обработке (штамповке, резке и навивке), приводят к частичному нарушению структуры стали, а следовательно, к ухудшению ее магнитных свойств. Нарушенная структура стали может быть восстановлена специальным отжигом магнитопровода. Поэтому все магнитопроводы ТТ подвергаются отжигу.

По конструкции магнитопроводы ТТ могут быть спиральными или пластинчатыми.

Спиральный (ленточный) магнитопровод образуется путем навивки рулонной ленты *1* на цилиндрическую или овальную оправку (рис. 8-2). При отсутствии рулонной ленты магнитопроводы могут навиваться из полос *2*, нарезанных из листа. Длина каждой полосы должна превышать длину окружности магнитопровода не менее чем в 1,5 раза. Если длина листа недостаточна, то отдельные полосы соединяются между собой по длине точечной сваркой. Полосы накладываются одна на другую внахлестку с перекрытием 10—20 мм в зависимости от ширины ленты и свариваются. Число сварных точек 5—12. Для удобства транспортировки и намотки обычно свариваются по длине 2—3

Таблица 8-1. **Зависимость удельной м. д. с. намагничивания $F_{уд}$ от индукции для отожженных ленточных магнитопроводов из электротехнической стали марки 3411 при частоте 50 Гц**

$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м		$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м		$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м	
	Худший сорт стали	Лучший сорт стали		Худший сорт стали	Лучший сорт стали		Худший сорт стали	Лучший сорт стали
0,002	0,75	0,22	0,065	6,32	4,15	0,350	18,5	11,8
0,004	1,05	0,44	0,070	6,55	4,30	0,400	20,0	12,5
0,006	1,35	0,66	0,075	6,77	4,45	0,450	21,6	13,2
0,008	1,65	0,88	0,080	7,12	4,60	0,500	23,1	14,3
0,010	1,85	1,10	0,085	7,30	4,75	0,550	24,6	14,7
0,012	2,05	1,25	0,090	7,50	4,90	0,600	26,8	15,9
0,014	2,25	1,39	0,095	7,71	5,05	0,650	29,3	17,1
0,016	2,45	1,53	0,100	7,90	5,25	0,700	31,6	17,7
0,018	2,65	1,67	0,105	8,10	5,42	0,750	34,2	19,2
0,020	2,85	1,81	0,110	8,30	5,60	0,80	37,3	20,0
0,022	3,05	1,93	0,115	8,50	5,82	0,85	39,6	20,6
0,024	3,25	2,05	0,120	8,70	6,05	0,90	43,6	22,0
0,026	3,45	2,17	0,125	8,90	6,10	0,95	47,3	22,8
0,028	3,60	2,29	0,130	9,10	6,25	1,00	50,5	25,1
0,030	3,80	2,41	0,135	9,31	6,37	1,05	55,1	25,3
0,032	3,95	2,52	0,140	9,50	6,50	1,10	62,0	26,5
0,034	4,10	2,64	0,145	9,70	6,62	1,15	70,0	28,0
0,036	4,25	2,76	0,150	9,90	6,75	1,20	73,0	—
0,038	4,45	2,88	0,155	10,1	6,87	1,25	76,0	—
0,040	4,60	3,00	0,160	10,3	7,01	1,30	79,1	—
0,042	4,75	3,10	0,165	10,5	7,13	1,35	84,0	—
0,044	4,95	3,20	0,170	10,7	7,25	1,40	90,1	—
0,046	5,10	3,30	0,175	10,9	7,37	1,45	95,0	—
0,048	5,30	3,40	0,180	11,1	7,50	1,50	100	—
0,050	5,45	3,50	0,185	11,3	7,67	1,55	172	—
0,052	5,61	3,60	0,190	11,6	7,75	1,60	260	—
0,054	5,75	3,70	0,195	11,8	7,92	1,65	410	—
0,056	5,90	3,80	0,200	12,0	8,11	1,70	830	—
0,058	6,05	3,90	0,250	14,8	10,2	1,75	2500	—
0,060	6,11	4,00	0,300	17,0	10,8	1,80	5500	—

Таблица 8-2. **Зависимость удельной м. д. с. намагничивания $F_{уд}$ от индукции $B_{макс}$ для отожженных ленточных магнитопроводов из стали 3511 при частоте 400 Гц**

$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м		$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м		$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м	
	Худший сорт стали	Лучший сорт стали		Худший сорт стали	Лучший сорт стали		Худший сорт стали	Лучший сорт стали
0,002	0,74	0,37	0,030	5,64	4,40	0,070	11,8	8,48
0,004	1,18	0,62	0,035	6,40	5,01	0,075	12,5	8,90
0,006	1,65	0,96	0,040	7,16	5,60	0,080	13,2	9,45
0,008	2,02	1,22	0,045	7,98	6,01	0,085	13,8	9,85
0,010	2,38	1,52	0,050	8,80	6,65	0,090	14,6	10,3
0,015	3,27	2,20	0,055	9,51	7,01	0,095	15,3	10,7
0,020	4,00	2,98	0,060	10,2	7,51	0,10	16,0	11,2
0,025	4,80	3,54	0,065	11,0	8,00	0,11	17,3	12,1

Центрмаг

$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м		$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м		$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м	
	Худший сорт стали	Лучший сорт стали		Худший сорт стали	Лучший сорт стали		Худший сорт стали	Лучший сорт стали
0,12	18,4	13,1	0,25	35,2	24,2	1,10	118,5	74,4
0,13	20,0	13,9	0,30	42,3	27,1	1,20	133,8	82,1
0,14	21,2	14,9	0,40	48,0	33,6	1,30	—	91,1
0,15	22,5	15,6	0,50	56,1	40,2	1,40	—	102
0,16	23,5	16,6	0,60	64,8	47,1	1,50	—	115
0,17	24,6	17,5	0,70	72,8	52,0	1,60	—	130
0,18	25,6	18,5	0,80	80,0	57,5	1,70	—	150
0,19	26,6	19,0	0,90	91,0	63,2	1,80	—	174
0,20	28,1	19,8	1,00	102,0	69,6	1,90	—	268

Таблица 8-3. **Зависимость удельной м. д. с. намагничивания $F_{уд}$ от индукции $B_{макс}$ для ленточных магнитопроводов из электротехнической стали 3413 при частоте 50 Гц**

$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м	$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м	$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м	$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м
0,002	0,302	0,050	2,28	0,155	5,12	0,95	20,6
0,004	0,481	0,052	2,35	0,160	5,25	1,00	21,5
0,006	0,622	0,054	2,41	0,165	5,37	1,05	21,8
0,008	0,752	0,056	2,47	0,170	5,50	1,10	22,0
0,010	0,850	0,058	2,53	0,175	5,67	1,15	22,4
0,012	0,940	0,060	2,59	0,180	5,80	1,20	22,8
0,014	1,02	0,065	2,75	0,185	5,87	1,25	23,1
0,016	1,10	0,070	2,90	0,190	6,00	1,30	23,4
0,018	1,17	0,075	3,04	0,195	6,15	1,35	28,2
0,020	1,24	0,080	3,18	0,200	6,30	1,40	35,2
0,022	1,31	0,085	3,32	0,250	7,60	1,45	50,4
0,024	1,38	0,090	3,46	0,300	9,00	1,50	68,3
0,026	1,45	0,095	3,60	0,350	10,00	1,55	88,4
0,028	1,52	0,100	3,74	0,400	10,50	1,60	100
0,030	1,59	0,105	3,87	0,450	11,20	1,65	181
0,032	1,66	0,110	4,00	0,500	12,50	1,70	250
0,034	1,73	0,115	4,12	0,550	13,50	1,75	442
0,036	1,80	0,120	4,25	0,600	14,40	1,80	670
0,038	1,85	0,125	4,37	0,650	15,30	1,85	1100
0,040	1,93	0,130	4,50	0,700	16,20	1,88	2500
0,042	2,02	0,135	4,62	0,750	17,20	1,90	3500
0,044	2,07	0,140	4,75	0,800	18,25	1,92	4500
0,046	2,14	0,145	4,87	0,850	19,00	1,95	8500
0,048	2,21	0,150	5,00	0,900	19,82	2,00	13500

Цветомаг

Таблица 8-4. **Зависимость удельной м. д. с. намагничивания $F_{уд}$ от индукции $B_{макс}$ для отожженных ленточных магнитопроводов из стали марки 1512**

$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м		$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м		$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м	
	Худший сорт стали	Лучший сорт стали		Худший сорт стали	Лучший сорт стали		Худший сорт стали	Лучший сорт стали
0,002	1,8	1,0	0,075	15,6	11,2	0,30	30	20,0
0,004	3,0	2,0	0,080	16,0	11,6	0,40	34	21,0
0,006	3,85	2,5	0,085	16,4	11,8	0,50	40	25,2
0,008	4,5	3,0	0,090	16,9	12,0	0,60	51	29,1
0,010	5,1	3,4	0,095	17,3	12,4	0,70	56	34,2
0,015	6,4	4,7	0,10	17,6	12,9	0,80	66	39,0
0,020	7,8	5,4	0,11	18,4	13,4	0,90	80	45,3
0,025	8,5	6,2	0,12	19,2	14,0	1,00	100	53
0,030	9,5	6,9	0,13	20,0	14,3	1,10	120	60
0,035	10,4	7,5	0,14	20,6	14,9	1,20	165	65
0,040	11,3	8,2	0,15	21,6	15,2	1,30	222	100
0,045	12,1	8,7	0,16	21,8	15,5	1,40	320	194
0,050	12,8	9,1	0,17	22,1	15,8	1,50	505	230
0,055	13,6	9,6	0,18	23,2	16,2	1,60	900	400
0,060	14,0	10,0	0,19	24,0	16,7	1,70	—	1000
0,065	14,6	10,4	0,20	24,5	17,1	1,75	—	1250
0,070	15,2	10,8	0,25	26,0	18,6	—	—	—

Таблица 8-5. **Зависимость удельной м. д. с. намагничивания $F_{уд}$ от индукции $B_{макс}$ для отожженных ленточных магнитопроводов из стали 1521 при различных частотах**

$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$ (А/м) при частотах, Гц					$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$ (А/м) при частотах, Гц			
	50	400	1000	2500	8000		50	400	1000	2500
0,002	0,61	0,62	0,62	1,10	1,48	0,150	16,5	19,6	24,1	32,4
0,004	1,20	1,20	1,20	1,78	2,52	0,175	18,0	21,7	26,7	37,8
0,006	1,65	1,65	2,00	2,61	3,58	0,200	19,4	23,4	29,5	41,2
0,008	2,08	2,08	2,44	3,30	4,70	0,250	22,0	27,2	33,3	48,5
0,010	2,50	2,50	3,00	3,91	5,60	0,300	24,5	30,3	37,7	54,5
0,012	2,97	2,97	3,28	4,46	6,48	0,350	27,0	33,3	41,6	61,1
0,015	3,57	3,57	3,92	5,36	8,02	0,400	29,5	36,4	46,0	68,0
0,020	4,24	4,36	5,02	6,72	10,2	0,450	31,8	39,4	50,0	75,2
0,025	5,05	5,26	6,00	8,02	12,4	0,500	34,8	42,2	55,1	80,0
0,030	5,82	6,21	7,03	9,50	14,7	0,550	37,5	45,6	60,0	86,3
0,035	6,55	7,02	7,86	10,9	17,2	0,600	40,0	49,7	65,2	91,2
0,040	7,03	7,65	9,00	12,0	19,2	0,650	43,2	53,0	70,6	99,2
0,045	7,72	8,32	10,0	13,3	20,5	0,700	48,2	57,4	75,6	106
0,050	8,02	9,05	10,9	14,5	23,2	0,750	50,0	60,2	79,8	112
0,060	9,30	10,6	12,6	17,4	27,4	0,800	55,5	66,5	86,6	120
0,070	10,30	11,4	14,0	19,2	30,5	0,850	60,0	70,0	93,0	128
0,080	11,30	12,8	15,7	21,6	33,7	0,900	65,5	75,8	98,3	—
0,090	12,1	13,8	17,1	23,6	36,8	0,950	71,3	80,0	104,2	—
0,100	12,9	15,0	18,6	25,3	40,0	1,000	78,6	88,0	110	—

ЦентрМаг

Таблица 8-6. **Зависимость удельной м. д. с. намагничивания $F_{уд}$ от индукции для отожженных магнитопроводов из электротехнической стали различных марок при частоте 50 Гц**

$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м		$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м		$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м	
	Худший сорт стали	Лучший сорт стали		Худший сорт стали	Лучший сорт стали		Худший сорт стали	Лучший сорт стали
Ленточные магнитопроводы из стали 1562 и 1572								
0,002	0,94	0,605	0,052	9,84	8,20	0,175	20,1	18,2
0,004	1,75	1,15	0,054	10,08	8,40	0,180	20,4	18,6
0,006	2,42	1,72	0,056	10,32	8,60	0,185	20,6	18,7
0,008	3,00	2,18	0,058	10,56	8,80	0,190	20,9	18,9
0,010	3,54	2,64	0,060	10,80	9,00	0,195	21,1	19,1
0,012	4,00	3,04	0,065	11,31	9,50	0,200	21,4	19,3
0,014	4,32	3,44	0,070	11,80	10,00	0,250	25,0	21,2
0,016	4,80	3,78	0,075	12,20	10,25	0,300	30,0	24,1
0,018	5,18	4,25	0,080	12,60	10,50	0,350	33,4	27,1
0,020	5,61	4,58	0,085	13,10	10,75	0,400	37,1	30,0
0,022	5,96	4,82	0,090	13,70	11,50	0,450	43,0	34,0
0,024	6,32	5,07	0,095	14,10	12,10	0,500	48,5	37,6
0,026	6,68	5,31	0,100	14,50	12,60	0,550	53,5	42,5
0,028	7,04	5,65	0,110	15,40	13,20	0,600	60,0	46,0
0,030	7,40	5,80	0,120	16,00	13,80	0,650	67,5	50,1
0,032	7,69	5,96	0,125	16,30	14,20	0,700	77,2	57,2
0,034	7,98	6,12	0,130	16,60	14,50	0,750	90,1	63,8
0,036	8,27	6,28	0,135	17,10	14,90	0,800	110,0	72,0
0,038	8,56	6,44	0,140	17,80	15,30	0,850	135,0	81,0
0,040	8,85	6,60	0,145	18,20	15,60	0,900	154,0	92,0
0,042	9,00	6,86	0,150	18,70	16,00	0,950	176,0	—
0,044	9,15	7,16	0,155	19,10	16,5	1,00	200	—
0,046	9,30	7,44	0,160	19,40	17,0	1,10	238	—
0,048	9,45	7,72	0,165	19,60	17,4	1,25	500	—
0,050	9,60	8,00	0,170	19,90	17,8	1,30	1000	—
Ленточные магнитопроводы из стали 3405								
0,02	1,25	1,00	0,18	6,69	6,22	0,75	15,04	13,01
0,03	1,80	1,41	0,20	7,22	6,51	0,80	16,03	14,00
0,04	2,35	1,81	0,25	7,80	6,76	0,90	18,00	15,60
0,05	2,72	2,15	0,30	8,25	7,01	1,00	19,75	17,51
0,06	3,16	2,49	0,35	9,12	7,50	1,10	22,05	19,52
0,07	3,46	2,84	0,40	10,00	8,50	1,20	24,25	21,50
0,08	3,82	3,20	0,45	10,50	9,00	1,30	26,50	23,62
0,09	4,16	3,57	0,50	11,00	9,50	1,40	29,00	15,80
0,10	4,51	3,95	0,55	11,45	10,15	1,50	33,02	28,40
0,12	5,06	4,50	0,60	12,00	10,80	1,60	45,50	32,02
0,14	5,56	5,13	0,65	13,03	11,41	1,70	63,50	43,48
0,16	6,12	5,64	0,70	14,05	12,02	1,80	75,02	66,42
Шихтованные магнитопроводы из стали 3405								
0,01	0,95	0,51	0,05	3,95	3,02	0,09	5,76	4,68
0,02	1,80	1,30	0,06	4,61	3,55	0,10	6,12	5,05
0,03	2,55	1,90	0,07	5,01	3,93	0,12	6,80	5,25
0,04	3,30	2,50	0,08	5,41	4,31	0,14	7,35	6,25

Ценрим

Продолжение табл. 8-6

$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м		$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м		$B_{макс}$, Тл	$F_{уд}$, А/м	
	Худший сорт стали	Лучший сорт стали		Худший сорт стали	Лучший сорт стали		Худший сорт стали	Лучший сорт стали
0,16	7,90	6,81	0,40	16,02	12,01	0,70	35,00	28,10
0,18	8,45	7,32	0,45	18,51	14,26	0,80	44,51	35,60
0,20	9,00	7,61	0,50	21,00	16,50	0,90	60,10	58,10
0,25	10,40	8,56	0,55	24,25	19,00	1,00	88,10	65,00
0,30	11,80	9,51	0,60	27,51	21,50	1,10	—	90,05
0,35	13,91	10,76	0,65	31,25	24,80	—	—	—

Таблица 8-7. **Зависимость угла потерь ψ от индукции $B_{макс}$ отожженных магнитопроводов из сталей различных марок при частоте 50 Гц**

$B_{макс}$, Тл	ψ, ...°			$B_{макс}$, Тл	ψ, ...°		
	Лучший сорт стали	Средний сорт стали	Худший сорт стали		Лучший сорт стали	Средний сорт стали	Худший сорт стали
Ленточные магнитопроводы из стали 3411, 3412, 3413 и 3414							
0,010	17,1	20,5	24,6	0,35	42,3	46,0	48,7
0,0125	18,5	22,0	25,6	0,40	42,7	46,5	50,0
0,015	19,3	23,0	26,5	0,45	43,0	47,1	51,9
0,020	21,5	25,1	27,8	0,50	43,1	47,8	53,2
0,025	23,0	26,5	29,0	0,55	43,0	48,2	54,0
0,030	24,5	27,2	30,0	0,60	42,5	48,5	55,0
0,035	25,4	28,5	31,2	0,65	42,0	48,7	56,2
0,040	27,0	29,1	31,8	0,70	41,0	48,9	57,1
0,045	28,0	30,0	32,5	0,80	39,5	48,5	58,2
0,050	28,5	31,0	33,2	0,90	37,0	47,5	58,9
0,060	30,0	32,2	34,5	1,00	34,2	46,2	59,1
0,070	31,2	33,5	35,5	1,10	30,0	44,5	58,5
0,080	32,2	34,2	36,5	1,20	25,4	41,5	57,6
0,090	33,4	35,5	37,5	1,30	20,6	37,2	56,0
0,100	34,0	36,0	38,1	1,40	16,5	33,0	52,5
0,125	35,5	37,6	40,0	1,50	13,0	23,5	30,6
0,150	37,3	38,1	41,2	1,60	10,1	14,0	20,1
0,200	39,3	41,0	43,5	1,70	6,6	8,0	11,3
0,250	40,6	43,1	45,6	1,80	4,8	6,0	7,5
0,300	41,6	44,0	47,0	1,90	3,0	3,5	4,0
Ленточные магнитопроводы из стали 3405							
0,10	45,6	43,9	42,3	0,50	57,9	56,2	54,6
0,15	47,9	46,1	44,3	0,55	58,9	57,2	55,6
0,20	49,7	47,9	46,1	0,60	59,9	58,2	56,6
0,25	51,1	49,3	47,6	0,65	60,5	59,0	57,6
0,30	52,6	51,0	49,3	0,70	61,5	59,9	58,4
0,35	53,9	52,2	50,6	0,80	62,5	61,2	59,9
0,40	54,9	53,5	52,1	0,90	63,2	61,8	60,5
0,45	56,6	55,0	53,4	1,00	64,2	62,7	61,2

ЦентрМаг

Продолжение табл. 8-7

$B_{макс}$, Тл	ψ, ...°			$B_{макс}$, Тл	ψ, ...°		
	Лучший сорт стали	Средний сорт стали	Худший сорт стали		Лучший сорт стали	Средний сорт стали	Худший сорт стали
1,10	64,5	63,0	61,6	1,50	58,9	57,4	55,9
1,20	64,4	62,8	61,2	1,60	55,3	53,6	51,9
1,30	63,2	61,8	60,4	1,70	49,3	45,3	41,3
1,40	61,5	59,8	58,2	1,80	30,0	—	—
Шихтованные магнитопроводы из стали 3405							
0,10	48,3	43,9	39,5	0,65	38,5	35,3	32,1
0,15	48,7	44,9	41,2	0,70	37,3	33,9	30,5
0,20	48,3	45,5	42,2	0,80	34,8	31,6	27,8
0,25	47,7	45,1	42,6	0,90	32,0	28,5	25,0
0,30	47,0	44,5	42,0	1,00	29,2	25,4	21,6
0,35	45,8	43,2	40,7	1,10	26,2	22,2	18,2
0,40	44,7	42,1	39,5	1,20	23,2	19,4	15,6
0,45	43,7	40,9	38,2	1,30	20,1	16,2	12,3
0,50	42,2	39,4	36,6	1,40	16,8	13,1	9,5
0,55	41,0	38,0	35,0	1,50	13,8	10,2	6,6
0,60	39,6	36,5	33,5	1,60	11,2	7,8	4,5

Таблица 8-8. **Зависимость угла потерь ψ (среднее значение) от удельной м. д. с. намагничивания для отожженных ленточных (ЛМ) и штампованных (ШМ) магнитопроводов из сталей марок 1511, 1512, 1562 и 1572 при частоте 50 Гц**

$F_{уд}$, А/м	Угол потерь ψ, ...°			$F_{уд}$, А/м	Угол потерь ψ, ...°		
	1511, 1512		1562, 1572		1511, 1512		1562, 1572
	ШМ	ЛМ	ШМ		ШМ	ЛМ	ШМ
2	13,7	13,6	9,1	35	34,9	43,7	30,6
3	14,2	14,4	11,1	40	35,1	42,5	30,0
4	15,1	15,0	12,4	50	31,1	36,6	25,1
5	15,7	15,3	13,8	100	23,8	26,7	17,4
6	16,6	16,3	15,0	200	16,2	16,3	11,3
7	17,8	17,3	16,4	300	13,1	11,8	8,6
8	18,7	17,8	17,5	400	10,9	9,7	6,4
9	19,4	19,5	19,8	500	9,4	7,6	5,2
10	20,4	21,0	21,3	600	7,8	6,3	4,5
15	25,2	27,6	27,6	1000	5,7	3,7	3,1
20	30,7	33,8	31,3	1500	4,8	2,5	2,8
25	35,1	39,2	32,0	2000	3,7	2,35	2,5
30	36,1	42,6	32,5	3000	2,5	2,25	—

ЦентрМаг

Таблица 8-9. **Начальные участки кривых намагничивания**

Марка стали	Выражение $F_{уд}$ при индукции $B_{макс}$, Тл			
	до 0,04	от 0,04 до 0,8	до 0,04	от 0,04 до 0,8
	Сталь худшего сорта		Сталь лучшего сорта	
1512	$58B_{макс}^{0,3}$	$58B_{макс}^{0,4}$	$60B_{макс}^{0,4}$	$62B_{макс}^{0,5}$
1521	$55B_{макс}^{0,64}$			
3411	$23B_{макс}^{0,535}$	$36,2B_{макс}^{0,82}$	$31,4B_{макс}^{0,75}$	$21,8B_{макс}^{0,62}$
3413	$10,2B_{макс}^{0,82}$		$21,5B_{макс}^{0,75}$	

полосы. Перекрытие отдельных полос при намотке магнитопровода должно в два-три раза превышать ширину полосы. Для предотвращения размотки магнитопровода начало и конец ленты привариваются к ее предыдущим виткам в нескольких точках (рис. 8-2). Начало и конец ленты могут быть расположены в любом месте по окружности магнитопровода. Намотка лент или полос на оправку производится с натяжением для получения плотно намотанного магнитопровода. Спиральные магнитопроводы, навитые из ленты, имеют несколько меньшие габариты и лучшие характеристики, чем магнитопроводы, навитые из отдельных полос.

Наряду с цельными спиральными магнитопроводами находят применение разрезные спиральные магнитопроводы. Однако они получили ограниченное применение и используются только в специальных ТТ, например для электротермических установок. Разрезные спиральные магнитопроводы могут быть круглой или овальной формы (*1* или *2* на рис. 8-3).

Для того чтобы разрезать спиральный магнитопровод, предварительно следует тем или иным способом скрепить между собой его отдельные полосы. Например, при намотке лента покрывается специальным связующим веществом (клеем). После затвердевания связующего вещества магнитопровод разрезается на две части. Торцы его обеих частей шлифуются. При сборке обе части магнитопровода прижимаются каким-либо бандажом с натяжным приспособлением.

Существуют и другие способы поддержания монолитности магнитопровода после его разрезания. Например, в ЛПО «Электроаппарат» магнитопровод после отжига подвергается пропитке 2 %-ным раствором синтетического каучука марки СГТ по ГОСТ 14680—79 под вакуумом. После этого магнитопровод обматывается одним слоем киперной ленты *4* шириной 25 мм по ГОСТ 4514—78 с перекрытием вполнахлеста по наружному

Репозиторий

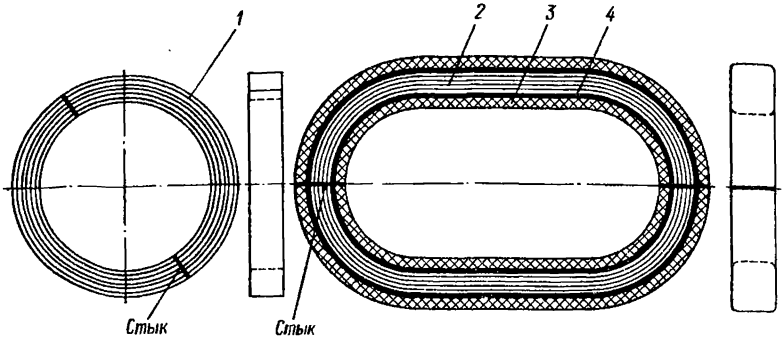


Рис. 8-3. Разрезные спиральные магнитопроводы

диаметру. По внутреннему диаметру перекрытие одного слоя ленты другим будет несколько больше. Последний виток ленты закрепляется (пришивается). Поверх киперной ленты магнитопровод обматывается одним слоем ленты ЛЭТСАР-КФ-0,5 шириной 15—20 мм с перекрытием вполнахлеста по наружному диаметру. Затем поверх ленты ЛЭТСАР-КФ магнитопровод обматывается пятью слоями стеклянной ленты ЛСЭБ толщиной 0,15 и шириной 25 мм с перекрытием в две трети ширины ленты по наружному диаметру. Изолированный таким образом магнитопровод пропитывается эпоксидной смолой ЭД-16 (или ЭД-22) по ГОСТ 10587—84. После этого он подвергается термообработке. В результате термообработки эпоксидная смола отвердевает и магнитопровод *2* (рис. 8-3) оказывается заключенным в прочный стеклоэпоксидный каркас *3*. Разрезание магнитопровода производится после наложения на него вторичной обмотки (см. § 8-2). Половины магнитопровода стягиваются друг с другом болтами, на которые надеты пружины (см. рис. 6-5). Магнитные свойства разрезных спиральных магнитопроводов несколько хуже, чем неразрезных. Допуски на размеры спиральных магнитопроводов принимаются в соответствии с табл. 8-10.

Овальность магнитопровода не должна превышать допусков на диаметры, приведенных в табл. 8-10. Допуск и высоту магнито-

Таблица 8-10. **Допуски в миллиметрах (±) на размеры спиральных магнитопроводов**

Диаметр, мм	До 200	200—350	350—500	500—650	650—850	850—1000
Допуск на диаметр:						
наружный	2	2,5	3	3,5	4	4,5
внутренний	1,5	2	2,5	2,8	3	3,5

провода (размер h на рис. 8-2) принимается от +2 до —1 мм при высоте магнитопровода до 50 мм и от +3 до —1 мм при высоте более 50 мм. Иногда устанавливается только допуск в плюс.

Плотность навивки спиральных магнитопроводов контролируется учетом его массы. Для каждого магнитопровода устанавливается допуск на массу от +10 до +20 % расчетной массы магнитопровода, определяемой (в килограммах) как

$$M_м = 0{,}25\pi (d_н^2 - d_в^2) h\gamma,$$

где $d_н$ и $d_в$ — номинальные наружный и внутренний диаметры магнитопроводов, м; h — высота магнитопровода, м; γ — плотность материала магнитопровода, кг/м^3.

Пластинчатые магнитопроводы состоят из большого числа отдельных штампованных Г-образных или прямоугольных пластин. Сборка пластинчатых магнитопроводов производится таким образом, чтобы стыки между пластинами в соседних слоях не совпадали, а перекрывались пластиной следующего слоя (рис. 8-4). Как видно из рисунка, стыки, образованные пластинами нечетных слоев (за исключением первого и последнего слоев) перекрываются пластинами четных слоев и наоборот. Пластинчатый магнитопровод стягивается угольниками или планками при помощи шпилек, пропущенных через отверстия в пластинах магнитопровода или расположенных снаружи пластин. Допуски на размеры и массу пластинчатых магнитопроводов принимаются такими же, как для спиральных магнитопроводов.

Магнитопроводы из анизотропной стали (3411—3414) следует конструировать и собирать с учетом особенностей этой стали в магнитном отношении, а именно более высоких магнитных свойств в направлении прокатки. Магнитные линии в магнитопроводах из этой стали должны с ним совпадать. Поэтому целесообразно из этой стали изготовлять спиральные магнитопроводы. Штамповка же пластин Г-образной (рис. 8-4), круглой или иной формы из анизотропной стали нецелесообразна, так как в таких пластинах участки их, идущие вдоль прокатки, будут чередоваться с участками, идущими поперек прокатки. Это сведет на нет всю выгоду применения холоднокатаной текстурованной стали. Штамповку пластин указанных выше форм следует производить из изотропной электротехнической стали.

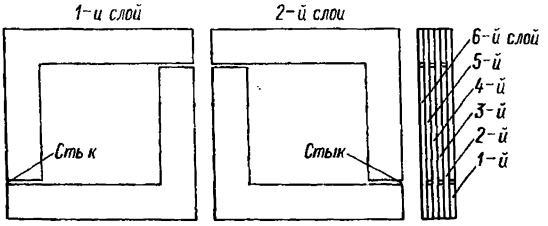


Рис. 8-4. Пластинчатые магнитопроводы

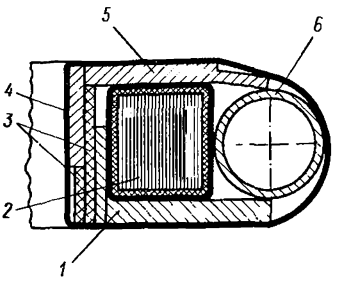


Рис. 8-5. Изоляция магнитопровода с водяным охлаждением

При работе ТТ магнитопровод несколько нагревается. Охлаждение магнитопроводов осуществляется за счет естественной отдачи теплоты в окружающее пространство через изоляцию магнитопровода и вторичную обмотку. В некоторых случаях естественной теплоотдачи оказывается недостаточно и приходится применять более эффективное охлаждение, например водяное. На рис. 8-5 показано конструктивное выполнение водяного охлаждения магнитопровода ТТ, встраиваемого в токопроводы мощных турбогенераторов. Изолированный магнитопровод *2* расположен между двумя Г-образными медными фланцами *1* и *5*. По наружному диаметру фланцев припаяна медная трубка *6*. Между фланцами проложены стеклотекстолитовые прокладки *3*. Магнитопровод, собранный таким образом, обматывается тремя слоями ленты из стеклоткани *4*.

Для расчета погрешностей ТТ по методике, изложенной в § 2-4, необходимо предварительно определить площадь геометрического поперечного сечения $S_г$ магнитопровода (м^2) по следующей формуле:

$$S_г = \frac{0{,}25 I_{2н} z_{2\,н.\,ном}}{f w_{2н} B_{макс} \eta_м}, \qquad (8\text{-}1)$$

где $I_{2н}$ — номинальный вторичный ток, А; $z_{2\,н.\,ном}$ — номинальная вторичная нагрузка, Ом; f — частота переменного тока, Гц; $w_{2н}$ — номинальное число витков вторичной обмотки; $B_{макс}$ — амплитудное значение индукции, Тл; $\eta_м$ — коэффициент заполнения.

Индукция $B_{макс}$ в этом расчете не должна превышать 0,04—0,08 Тл. Значение $B_{макс}$ (и соответственно $S_г$) после расчета погрешностей может уточняться.

Коэффициент заполнения магнитопровода $\eta_м$ (т. е. отношение поперечного сечения стали магнитопровода к его геометрическому поперечному сечению) составляет 0,90—0,95 для спиральных магнитопроводов, навитых из рулонной стали; 0,80—0,85 для спиральных магнитопроводов, навитых из отдельных полос; 0,85—0,90 для пластинчатых магнитопроводов.

Определив геометрическое поперечное сечение магнитопровода, нетрудно найти и его размеры. Наружный диаметр магнитопровода (в метрах)

$$d_н = \frac{2S_г}{h} + d_в + \Delta_в, \qquad (8\text{-}2)$$

где $d_в$ — внутренний диаметр магнитопровода, м; h — его высота, м; $\Delta_в$ — допуск на внутренний диаметр магнитопровода, м (см. табл. 8-10).

Внутренний диаметр магнитопровода и его высота выбираются по конструктивным соображениям. Наружный диаметр магнитопровода $d_н$, определенный по (8-2), будет номинальным наружным диаметром при одностороннем допуске (+) или минимальным наружным диаметром при двустороннем допуске (±). В этом случае номинальный наружный диаметр будет равен минимальному наружному диаметру плюс допуск по табл. 8-10.

В некоторых случаях оказывается целесообразным применение составного магнитопровода (рис. 8-6), состоящего по высоте из нескольких магнитопроводов *1* и *2*. При этом диаметры и высота магнитопроводов могут быть одинаковыми или различными. Между отдельными магнитопроводами должны быть проложены электроизоляционные прокладки *3* из электротехнического картона толщиной 0,5—1 мм.

В некоторых случаях магнитопровод заземляется посредством приваривания к нему специального заземляющего проводника или каким-либо другим способом.

Изоляция спиральных магнитопроводов перед наматыванием на них вторичной обмотки может осуществляться одним из следующих способов:

1. Намоткой на магнитопровод ленты из электротехнического картона толщиной 0,5—0,8 мм вполнахлеста (т. е. перекрытием в половину ширины ленты). Конец ленты приклеивается к предыдущим виткам либо закрепляется двумя-тремя витками киперной ленты. Толщина слоя изоляции на внутренней поверхности

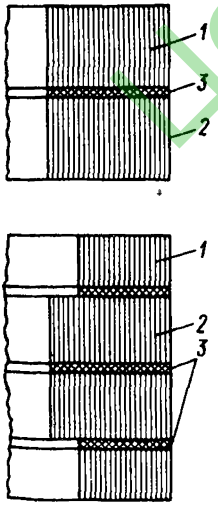


Рис. 8-6. Составной магнитопровод

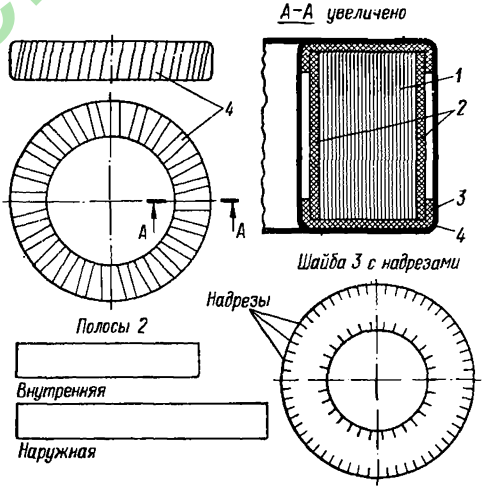


Рис. 8-7. Изоляция магнитопровода шайбами с надрезами

ЦентрМаг

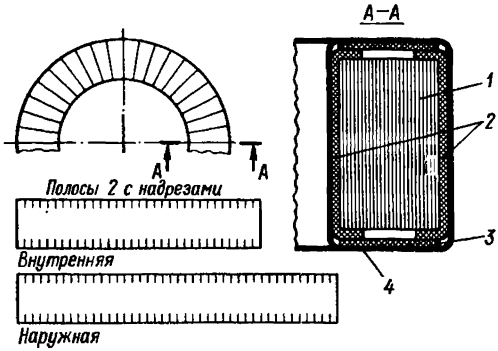


Рис. 8-8. Изоляция магнитопровода полосами с надрезами

магнитопровода будет больше, чем на наружной (толщина приблизительно пропорциональна отношению диаметров магнитопровода).

2. С помощью шайб с надрезами и полос (рис. 8-7). Материал шайб и полос — электротехнический картон толщиной 0,8—1,0 мм. На внутреннюю и наружную поверхность магнитопровода *1* накладываются полосы *2* шириной, равной высоте магнитопровода. На торцы магнитопровода накладываются шайбы *3* из электротехнического картона, края которых надрезаны для облегчения их загибки по цилиндрической поверхности магнитопровода. Расстояние между надрезами 20—35 мм, глубина надреза 10—20 мм. Полосы и шайбы закрепляются на магнитопроводе киперной лентой *4*, которая наматывается спирально на расстоянии 15—25 мм виток от витка, а конец ленты пришивается к одному из начальных витков.

3. Посредством полос с надрезами и шайб (рис. 8-8). Материал полос и шайб — электротехнический картон толщиной 0,8—1 мм. Надрезанные края полос *2* загибаются на торцы магнитопровода *1* с последующей укладкой шайб *3*. Края полос надрезаются с обеих сторон. Закрепление изоляции производится киперной лентой *4*, как указано выше.

4. Тонкими шайбами *1* и полосами *3* и *5* из стеклотекстолита (рис. 8-9). Толщина шайб и полос 0,5—0,8 мм. Шайбы и полосы закрепляются на магнитопроводе *2* лентой *4* из стеклоткани. Лента наматывается в один-два слоя вполнахлеста. На этом и последующих рисунках в целях упрощения показан лишь поперечный размер изолированного магнитопровода.

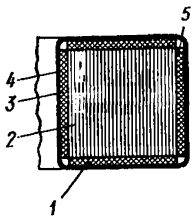


Рис. 8-9. Изоляция магнитопровода тонкими шайбами

5. Толстыми шайбами *1* (рис. 8-10), положенными на торцы магнитопровода *2*, и полосами *3* и *5*. Материал шайб *1* — электро-

Цветмет

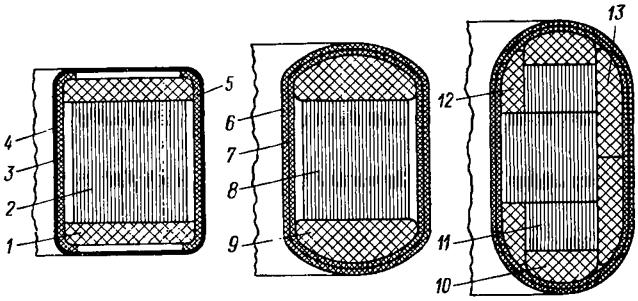


Рис. 8-10. Изоляция магнитопровода толстыми шайбами

техническая фанера, стеклотекстолит, гетинакс и т. п. Толщина шайб 4—8 мм. Наружный диаметр шайб должен быть на 1—2 мм больше наружного диаметра магнитопровода (с учетом максимального допуска в плюс). Таким же образом устанавливается и внутренний диаметр шайбы (только здесь учитывается наибольший допуск в минус). В тех случаях, когда желательно уменьшить высоту изолированного магнитопровода, шайбу *1* можно укладывать лишь с одного торца магнитопровода.

Материалом полос является электротехнический картон по ГОСТ 2824—75 толщиной 0,2—0,5 мм. Края полос загибаются на торцевые поверхности шайб и закрепляются киперной лентой *4* шириной 20—25 мм, которая наматывается на магнитопровод в один слой вполнахлеста. Изоляция магнитопровода может выполняться лентой электротехнического картона толщиной 0,2—0,3 мм и шириной 25—40 мм. Для этого магнитопровод *7* и шайбы *6* стягиваются киперной лентой *8*, которая наматывается на них с широким шагом или вполнахлеста. Затем поверх киперной ленты наматывается лента *9* из электротехнического картона вполнахлеста или в $^3/_4$ нахлеста. Конец этой ленты закрепляется.

Для получения более плавного очертания поперечного сечения изолированного магнитопровода внешняя поверхность торцевых шайб *6* может иметь выпуклую форму. Иногда в составном ступенчатом магнитопроводе *11* помимо торцевой выпуклой шайбы *10* устанавливаются фасонные кольца *12* и *13*, имеющие вырез по радиусу. Эти кольца могут изготавливаться из эпоксидного компаунда, электротехнической фанеры и других подобных материалов. Кольца, шайбы и магнитопровод стягиваются киперной лентой, а затем изолируются лентой из электротехнического картона.

6. Шайбами *1* с выточками (рис. 8-11) и полосами *3* и *5*. Материал шайб и полос — стеклотекстолит. Толщина шайб 6—8 мм, а полос 1,5—2 мм. Снаружи шай-

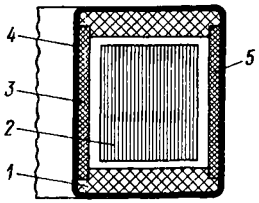


Рис. 8-11. Коробчатая изоляция магнитопровода

бы и полосы обматываются киперной лентой *4* вразбежку или вполнахлеста. Магнитопровод *2* оказывается внутри коробки, образованной шайбами и полосами. Размеры коробки выбираются такими, чтобы при максимальных размерах магнитопровода между ним и внутренними стенками коробки оставались зазоры 0,5—1 мм.

Мы рассмотрели наиболее часто применяемые способы изоляции магнитопроводов. Конечно, возможны и другие конструктивные решения изоляции магнитопроводов. Первый способ находит применение при небольших диаметрах магнитопровода (до 300—400 мм) и крупносерийном выпуске ТТ, так как позволяет механизировать процесс наложения изоляции. Второй, третий и четвертый способы применяются при мелкосерийном производстве. Пятый и шестой способы применяются при большом диаметре магнитопровода и его малом поперечном сечении, когда необходимо обеспечить достаточную механическую прочность изолированного магнитопровода.

8-2. ПЕРВИЧНАЯ И ВТОРИЧНАЯ ОБМОТКИ

Первичная обмотка. Число витков первичной обмотки при одном и том же токе в значительной степени определяют погрешности, которые будет иметь ТТ. Как было показано в § 2-1, увеличение числа витков первичной обмотки w_1 (и соответственно первичной м. д. с. F_1) позволяет существенно уменьшить погрешности ТТ. Однако увеличение w_1 (и соответственно w_2) приводит к некоторому повышению расхода меди (алюминия), а также увеличению массы и стоимости ТТ. Поэтому в рациональной конструкции трансформатора тока число витков первичной обмотки не должно быть большим. Существующие сорта электротехнической стали по ГОСТ 21427.0—75 — ГОСТ 21427.3—75 позволяют обеспечить необходимый класс точности ТТ при $F_1 = 600 \div 1000$ А и допустимых размерах магнитопровода. Увеличение первичной м. д. с. сверх указанной может оказаться целесообразным в тех случаях, когда необходимо уменьшить размеры магнитопровода или обеспечить требуемый класс точности при значительном диаметре магнитопровода. Сказанное выше о числе первичных витков относится к ТТ с номинальным первичным током, не превышающим нескольких десятков или сотен ампер. При номинальном первичном токе, большем 1000 А, требуемый класс точности обеспечивается при одном первичном витке.

Материал (медь или алюминий), из которого изготавливается первичная обмотка, выбирается по конструктивным и экономическим соображениям с учетом изложенного в § 2-1. Для первичной обмотки используются жесткие или гибкие проводники. Первичная обмотка стержневых и шинных ТТ выполняется из жестких проводников прямоугольного или круглого (сплошного или трубчатого) поперечного сечения, а также из нескольких

параллельных шин коробчатого или прямоугольного сечения. В многовитковых ТТ она выполняется из гибкой ленты или гибких (одножильных либо многожильных) проводников, например обмоточным проводом ЛВДО. Поперечное сечение проводника, из которого изготавливается первичная обмотка, определяется на основании расчетов на нагревание.

Изоляция между витками первичной обмотки при работе трансформатора тока испытывает воздействие напряжения промышленной частоты, а также грозовых и коммутационных перенапряжений. Между концами первичной обмотки возникает разность напряжений, обусловленная падением напряжения вследствие прохождения по ней тока. Эта разность напряжений (в вольтах) будет

$$\Delta U_1 = z_1 K_д I_{1н} \approx \omega L_1 K_д I_{1н},$$

где z_1 — полное сопротивление первичной обмотки, Ом; $K_д$ — кратность первичного тока по отношению к номинальному (динамическая); $I_{1н}$ — номинальный первичный ток, А; $\omega = 2\pi f$; f — частота переменного тока, Гц; L_1 — индуктивность первичной обмотки, Гн.

Активное сопротивление первичной обмотки очень мало, и при определении ΔU_1 его можно считать равным нулю. Тогда $z_1 \approx \approx \omega L_1$. Для наглядности в табл. 8-11 приведены индуктивности некоторых типов трансформаторов тока [46]. Разность напряжений между концами первичной обмотки в нормальном режиме работы не превосходит нескольких десятков вольт. Так, например, в ТТ типа ТПФ10 падение напряжения на первичной обмотке составляет 40,6 В при номинальном токе 5 А и 2080 В при токе к. з. кратностью $K_д = 50$.

Таблица 8-11. **Индуктивность первичных обмоток некоторых типов отечественных трансформаторов тока**

Номинальный ток, А	Индуктивность первичной обмотки ТТ *, мкГн			
	ТПФ10; 0,5/0,5	ТФН35; 0,5/3	ТФН110; 0,5/1	ТФН110; 1/3
5	26 500	—	—	—
10	6650	—	—	—
15	—	3800	—	—
20	1700	2180	—	—
50	265	350	582	153
100	66	86	143	32
200	17	22	35	9,5
300	—	—	—	4,2
400	4,5	6,36	9	—
600	—	3,5	4	—

* После типа трансформатора тока в виде дроби приведено обозначение его вторичных обмоток.

В первом приближении можно полагать напряжение между соседними витками первичной обмотки равным $\Delta U_1/w_1$. Таким образом, междувитковая изоляция первичной обмотки ТТ при работе в нормальном режиме нагружена незначительно.

Результаты воздействия перенапряжений на изоляцию между витками первичной обмотки зависят от крутизны фронта волны грозового или коммутационного импульса и от волнового сопротивления линии, в которую включен трансформатор тока. Грозовые импульсы имеют более крутой фронт, чем коммутационные. Поэтому воздействие грозовых импульсов создает более тяжелый режим работы для первичной обмотки. С достаточной точностью можно считать, что напряжение на зажимах первичной обмотки (в киловольтах) при падении на нее грозового импульса $U_{гр}$ будет

$$U_1 = \frac{U_{гр}}{t_ф}(1 - e^{-t/T})\frac{L_1}{z_л},$$

где $U_{гр}$ — амплитуда грозового импульса, кВ; $t_ф$ — длительность фронта волны, с; L_1 — индуктивность первичной обмотки, Гн; $z_л$ — волновое сопротивление линии, Ом; $T = L_1/(2z_л)$ — постоянная времени первичной цепи, с; t — время, с.

Чем больше постоянная времени T, тем медленнее нарастает напряжение на зажимах первичной обмотки трансформатора тока. Наибольшее напряжение на первичной обмотке, равное $\frac{U_{гр}}{t_ф}\frac{L_1}{z_л}$, теоретически будет достигнуто только при $t = \infty$. Следовательно, при большом T напряжение на первичной обмотке за время прохождения по ней фронта волны не достигнет своего наибольшего значения.

Волновое сопротивление воздушной линии можно принимать равным 500 Ом, а кабельной линии — 50 Ом. Постоянная времени кабельной линии будет в среднем в десять раз больше, чем воздушной.

Междувитковая изоляция первичной обмотки осуществляется лентой из электротехнического картона, кабельной бумагой, хлопчатобумажной лентой или лентой из стеклоткани. Изоляция лентой из электротехнического картона применяется в трансформаторах тока с первичной обмоткой, выполненной из гибкой медной ленты. Ширина изоляционной ленты превышает ширину медной ленты на 2—3 мм. Толщина изоляционной ленты составляет 1—1,5 мм.

Для обмотки, выполненной из одножильного или многожильного проводника, используются провода с изоляцией из хлопчатобумажной либо стеклянной пряжи (марок ПБОО, ЛВДО, ПСД и др.) или из кабельной бумаги.

Пробивные напряжения изоляции некоторых марок проводников и электрокартона, применяемых для изготовления первичной и вторичной обмоток, приведены в табл. 8-12 [46].

Цифровой

Таблица 8-12. **Пробивное напряжение изоляции проводников и электротехнического картона, применяемых в трансформаторах**

Вид изоляции	Пробивное напряжение, кВ, при			
	50 Гц		импульсе 1,5—40 мкс	
	в воздухе	в масле	в воздухе	в масле
Изоляция между двумя проводами				
ПБД диаметром 1,81 мм	1,4	2,2	1,8	9,0
ПБОО диаметром 1,81 мм	1,45	3,6	2,2	14,0
литца ЛВДО 6,9×6,9 мм	2,0	6,0	3,81	23,0
Электрокартон толщиной 0,5 мм:				
нелакированный	5,7	—	10,2	19,5
лакированный светлым масляным лаком	6,5	—	12,1	—
Электрокартон толщиной 0,2 мм				
нелакированный	3,6	—	5,3	—

Изоляция первичной обмотки. Перейдем к рассмотрению основной изоляции первичной обмотки, т. е. изоляции ее от земли. В ТТ применяются различные виды изоляции первичной обмотки от земли: воздушная, твердая и комбинированная. Вид изоляции определяется как номинальным напряжением, так и особенностями конструктивного выполнения ТТ. Наиболее часто применяются твердая и комбинированная изоляция, к рассмотрению которых мы и перейдем.

Твердая изоляция применяется в низковольтных ТТ и в ТТ на напряжение до 35 кВ внутренней установки. Ее расчет не представляет значительной сложности, и не будем на нем останавливаться. Часто конструктивное оформление ТТ (корпус, каркас, детали крепления и т. п.) с помощью изоляционных материалов выполняет в полной мере и роль изоляции его первичной обмотки.

Рассмотрим первичную обмотку одновиткового проходного ТТ с изоляцией из эпоксидного компаунда (рис. 8-12), поскольку

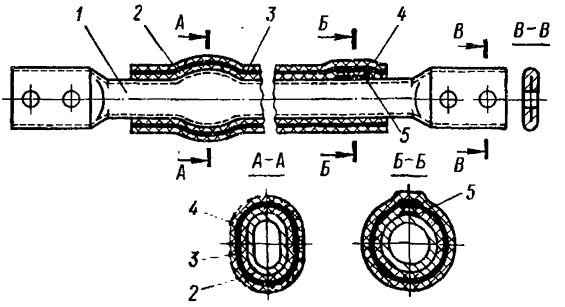


Рис. 8-12. Первичная обмотка

ее выполнение имеет характерные особенности. Первичной обмоткой *1* служит медная труба. Концы трубы сплющены и образуют выводы для присоединения подводящих шин. Труба, кроме того, несколько сплющена в средней части (см. разрез *А — А*) для устранения проворачивания и продольного перемещения в эпоксидном компаунде. На трубу сначала наматывается два слоя стеклянной ленты *2* марки ЛСЭБ 0,15 × 25 мм вполнахлеста. Перед окончанием намотки на правый конец трубы укладывается полоска *5* из перфорированной алюминиевой фольги (т. е. фольги, в которой проколоты отверстия диаметром 1,5 мм, расположенные в шахматном порядке на расстоянии 5 мм друг от друга). Часть этой полоски закрепляется лентой *2*, выступающий конец загибается на наружную поверхность ленты *2*. Затем вся поверхность стеклянной ленты покрывается слоем *3* перфорированной алюминиевой фольги с перекрытием 30—35 мм. Полоска *5* передает потенциал трубы *1* слою фольги *3*. На фольгу *3* наматывается еще два слоя стеклянной ленты *4* типа ЛСЭБ вполнахлеста. Таким образом, толщина слоев стеклянной ленты и фольги составляет примерно 2 мм на сторону. Эти слои выполняют роль теплового компенсатора. Необходимость в нем обусловлена значительным различием в коэффициенте линейного расширения меди и эпоксидного компаунда.

Комбинированная изоляция — это изоляция из твердых электроизоляционных материалов, находящихся в среде жидких (полужидких) или газообразных веществ. В отечественных ТТ наружной установки широкое распространение получила бумажно-масляная изоляция, которая обеспечивает наибольшую электрическую прочность при данных габаритах трансформатора. Этот вид изоляции применяется в ТТ на номинальное напряжение 35 кВ и выше, вплоть до 1150 кВ.

Как уже говорилось, бумажно-масляная изоляция подразделяется на чисто бумажно-масляную и бумажно-масляную изоляцию конденсаторного типа, т. е. изоляцию с конденсаторными обкладками, выравнивающими распределение напряжения в толще изоляции.

В конструктивном отношении бумажно-масляную изоляцию можно разделить на: а) одноступенчатую, когда вся изоляция намотана на одну из обмоток — первичную либо вторичную; б) двухступенчатую, когда одна часть изоляции наносится на первичную обмотку, а другая часть — на вторичную; в) многоступенчатую (четырех- и шестиступенчатую) при каскадном исполнении ТТ, когда изоляция наматывается на первичную и вторичную обмотку каждой из ступеней либо только на одну из обмоток.

Чисто бумажно-масляная изоляция применяется в отечественных ТТ серии ТФН на номинальные напряжения от 35 до 220 кВ и выполняется звеньевого (восьмерочного) типа (см. рис. 1-1). Изоляция выполняется двухступенчатой,

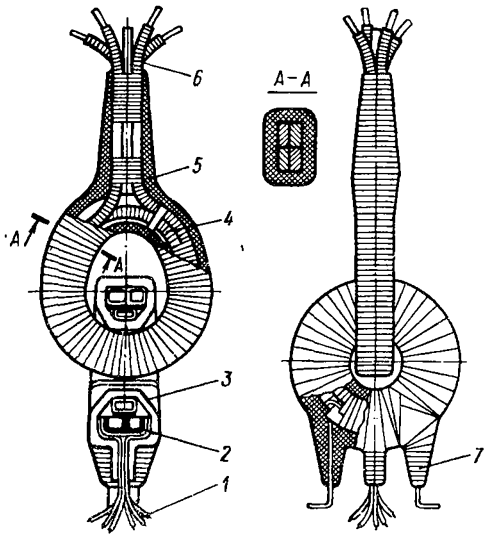


Рис. 8-13. Первичная обмотка звеньевого типа

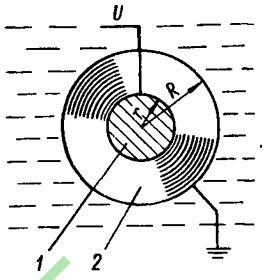


Рис. 8-14. Одноступенчатая бумажно-масляная изоляция

т. е. одна ее половина наносится на первичную обмотку, а другая — на магнитопровод со вторичной обмоткой. В трансформаторах на 400 и 500 кВ изоляция выполняется четырехступенчатой, т. е. имеющей две пары звеньев. В конструкции ТТ серии ТФН звенья обмотки располагаются во взаимно перпендикулярных плоскостях и одно звено подтягивается к другому таким образом, что внешние поверхности обоих звеньев соприкасаются на небольшом участке (рис. 8-13).

Для изоляции используется так называемая сложенная лента из кабельной бумаги. Это лента кабельной бумаги, края которой загнуты. Она напоминает в сечении сплющенную букву С. Применение такой ленты уменьшает число надрывов при ручной намотке.

Каждое звено обмотки (рис. 8-13) по внешнему очертанию соответствует тороиду, имеющему отростки. Так, петля первичной обмотки *4* переходит в хвост *6*, концы которого присоединяются к переключателю числа витков, расположенному в головке ТТ. Магнитопровод со вторичной обмоткой *2* помещен на подставку, посредством которой он крепится к основанию, и тоже имеет небольшой хвост *1* для вывода концов вторичной обмотки. На первичную *4* и вторичную *2* обмотки наложена бумажно-масляная изоляция *3* и *5*. Места перехода звеньев в ножки *7* и хвосты невозможно изолировать лентой, не нарушая непрерывности обмотки. В эти места приходится прокладывать фасонные бумажные закладки, манжеты и т. п. Это приводит к образованию в толще обмотки пустот, которые при заполнении ТТ маслом образуют масляные зазоры.

При изолировании звена бумажной лентой толщина слоя изоляции на внутренней поверхности звена будет больше, чем на наружной. Чтобы избежать утоньшения изоляции на внешней поверхности звена, через каждые два-три слоя изоляции на эту поверхность накладывается «шуба», состоящая из нескольких слоев бумаги с надрезанными краями, чтобы она плотно охватывала цилиндрическую поверхность звена. Надрезанные края этой шубы захватывают часть его торцевой поверхности. Наличие шубы приводит к масляным зазорам, особенно в местах надрезов.

Масляные зазоры между слоями бумаги облегчают развитие пробоя. Электрическая прочность масляного зазора значительно меньше прочности слоя бумаги той же толщины. Поэтому в масляных зазорах при определенном напряжении возникают местные частичные разряды, ведущие при дальнейшем повышении напряжения к пробою изоляции. Поэтому применение более тонкой бумаги приводит к уменьшению масляных зазоров. А это затрудняет образование в них местных разрядов и, следовательно, повышает электрическую прочность изоляции в целом.

Бумажно-масляная изоляция звеньевого типа очень трудоемка и требует высокой квалификации рабочих, однако она хорошо зарекомендовала себя в эксплуатации. В СССР она широко применяется с начала тридцатых годов до настоящего времени.

Рассмотрим характер изменения напряженности электрического поля в одноступенчатой бумажно-масляной изоляции. Если считать, что потенциал земли подан на внешнюю поверхность бумажно-масляной изоляции *2*, а напряжение подано на первичную обмотку *1*, то расчетная схема бумажно-масляной изоляции будет соответствовать рис. 8-14. Из него видно, что расчет можно свести к определению напряженности электрического поля между двумя коаксиальными цилиндрами (в киловольтах на миллиметр):

$$E = \frac{UK_{\text{зап}}}{r \ln (R/r)}, \qquad (8\text{-}3)$$

где U — действующее значение приложенного напряжения, кВ; r и R — соответственно радиусы внутреннего и наружного электродов, мм; $K_{\text{зап}} = 1{,}1 \div 1{,}15$ — коэффициент запаса.

Тогда

$$R = r \exp \frac{UK_{\text{зап}}}{Er}. \qquad (8\text{-}3\text{а})$$

В сетях с незаземленной нейтралью или с нейтралью, заземленной через индуктивность, возможна длительная работа линии в резко несимметричном по напряжению режиме, когда напряжение относительно земли, приложенное к изоляции одной или двух фаз, может быть близко к линейному. В системах с глухозаземленной нейтралью такие режимы невозможны и к изоляции длительно может быть приложено только фазное напряжение.

Цензинг

В СССР все сети напряжением 110 кВ и выше выполняются исключительно с глухозаземленной нейтралью. Следовательно, как в (8-3), так и в других формулах в дальнейшем будем понимать под приложенным напряжением U (в киловольтах) действующее значение наибольшего рабочего линейного напряжения для ТТ на номинальное напряжение 35 кВ и действующее значение наибольшего рабочего фазного напряжения для ТТ на номинальные напряжения 110 кВ и выше.

Толщина изоляции Δ определяется как разность радиусов, т. е. $\Delta = R - r$. Если изоляция делится на несколько ступеней ($n_{ст}$) и напряжение между ступенями распределяется равномерно, то напряжение, приходящееся на одну ступень, будет $U' = U/n_{ст}$. Тогда формула (8-3а) примет вид

$$R = r \exp \frac{UK_{зап}}{rn_{ст}E}.$$

Из этого выражения видно, что: а) при повышенной допустимой напряженности E толщина изоляции уменьшается в большее число раз, чем повысилась напряженность; б) при $n_{ст} > 1$ суммарная толщина изоляции всех ступеней оказывается намного меньшей толщины одноступенчатой изоляции.

Следует отметить, что разделение изоляции на ступени улучшает отвод теплоты от обмоток.

Исследования показали [27, 49 и 62], что для бумажно-масляной изоляции можно допускать $E = 25 \div 30$ кВ/мм, однако рабочую напряженность с учетом факторов, искажающих поле строения изоляции, для чисто бумажно-масляной изоляции следует принимать в пределах $E = 2 \div 4$ кВ/мм.

Приведенные выше расчетные формулы являются достаточными лишь для предварительного проектирования. При рабочем проектировании следует произвести расчет реального поля в комбинированной изоляции [14], так как электрическое поле обмоток ТТ с чисто бумажно-масляной изоляцией в большинстве случаев представляет собой поле сложной формы, в котором последовательно расположено несколько диэлектриков. Например, у ТТ с двухступенчатой изоляцией *2* (рис. 8-15) на электродах *1* и *3* на линии *ad* электрическое поле пронизывает как бумажную изоляцию, пропитанную маслом (участки *ab* и *cd*), так и масло (участок *bc*). Напряженность поля по линии *ad* изменяется обратно пропорционально диэлектрической проницаемости среды. Наибольшая напряженность будет в масле, а наименьшая — в бумажно-масляной изоляции. С другой стороны, прочность масла значительно меньше, чем бумажно-масляной изоляции. В таком поле с различными напряженностями и неравнопрочными участками могут развиться емкостные разряды в масле. Они могут перейти в ветвистый разряд вдоль бумажной изоляции, который приведет к пробою изоляции по поверхности изоляционного блока.

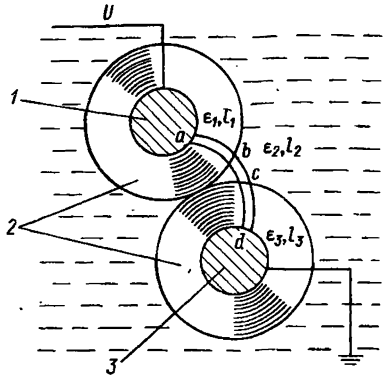


Рис. 8-15. Двухступенчатая бумажно-масляная изоляция

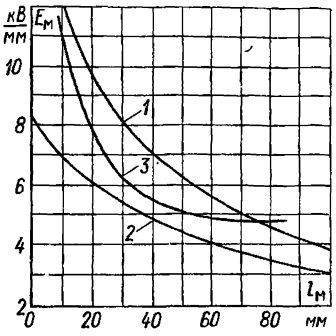


Рис. 8-16. Электрическая напряженность участка в масле бумажно-масляной изоляции при $E_б$ = = 4 кВ/мм (кривая *1*) и 2,5 кВ/мм (кривая *2*) в сравнении с электрической прочностью трансформаторного масла (кривая *3*)

Расчет комбинированной изоляции заключается в определении допустимой напряженности электрического поля на самом слабом участке — в масле. Выделим трубку электрического потенциала *abcd* и обозначим ее участки с различными диэлектрическими проницаемостями l_1, l_2 и l_3. Здесь l_1 и l_3 — длины участков силовой трубки в бумажно-масляной изоляции, а l_2 — длина участка в масле. Тогда

$$\frac{U_1 + U_3}{U_2} = \frac{l_1 + l_3}{\varepsilon_б} : \frac{l_2}{\varepsilon_м},$$

где $U_1 + U_3 = U_б$ — действующее значение напряжения на бумажно-масляных участках изоляции, кВ; $U_2 = U_м$ — действующее значение напряжения на участке в масле, кВ; $\varepsilon_б$ — относительная диэлектрическая проницаемость бумажно-масляной изоляции; $\varepsilon_м$ — относительная диэлектрическая проницаемость масла; $l_1 + l_3 = l_б$ — длина участка трубки в бумажно-масляной изоляции, мм; $l_2 = l_м$ — длина участка в масле, мм.

При расчетах относительную диэлектрическую проницаемость трансформаторного и конденсаторного масел можно принимать равной 2,2. Диэлектрическая проницаемость кабельной бумаги, пропитанной трансформаторным маслом, составляет 3,5—4, а конденсаторной бумаги, пропитанной конденсаторным маслом, 3,5—3,6. Диэлектрическая проницаемость масла и бумаги практически не зависит от температуры.

Напряженности поля (в киловольтах на миллиметр) в бумажно-масляной изоляции $E_б$ и в масле $E_м$ равны:

$$E_б \approx U_б l/б; \qquad E_м \approx U_м/l_м.$$

Решив систему уравнений

$$U = U_б + U_м \text{ и } \frac{U_б}{U_м} = \frac{l_б}{\varepsilon_б} : \frac{l_м}{\varepsilon_м},$$

получим

$$U_м = \frac{U}{1 + \frac{l_б \varepsilon_м}{l_м \varepsilon_б}};$$

$$E_м = \frac{U_м}{l_м} = \frac{U}{l_м + l_б \frac{\varepsilon_м}{\varepsilon_б}},$$

где U — действующее значение напряжения, приложенного к изоляции, кВ.

В рассматриваемой конструкции толщина изоляции ступеней одинакова. Тогда член $l_б \varepsilon_м / \varepsilon_б = k$ будет постоянным и, следовательно,

$$E_м = \frac{U}{l_м + k}. \qquad (8\text{-}4)$$

Произведя по формуле (8-4) расчет напряженности $E_м$ для различных длин трубки в масле $l_м$, получим зависимость $E_м = f(l_м)$ при данном приложенном напряжении U (рис. 8-16, кривые *1* и *2*). Кривая *3* соответствует действующему значению пробивного напряжения трансформаторного масла в зависимости от длины разрядного промежутка $l_м$ между электродами радиусом $r \geqslant 5$ см. Напряженность $E_м$ должна быть меньше электрической прочности масла как при рабочем напряжении, так и при испытательном. Поэтому при построении кривых $E_м = f(l_м)$ в (8-4) вместо U следует подставлять действующее значение испытательного напряжения для данного ТТ. Из рисунка видно, что кривая *1* почти вся лежит выше кривой *3*. Следовательно, по большинству трубок напряженность $E_м$ достигает таких значений, что электрическая прочность масла оказывается недостаточной и происходит пробой. При некотором увеличении толщины изоляции зависимость $E_м = f(l_м)$ будет характеризоваться кривой *2*. Здесь разряда в масле произойти не может, так как кривая *2* лежит ниже кривой электрической прочности масла *3*.

Пример 8-1. Рассчитать толщину бумажно-масляной изоляции ТТ на 220 кВ. Радиус поперечного сечения первичной обмотки $r = 40$ мм; эквивалентный радиус сечения магнитопровода со вторичной обмоткой $r_э = 50$ мм; коэффициент запаса $K_{зап} = 1{,}15$ при рабочем напряжении и $K_{зап} = 1{,}1$ — при испытательном.

Для аппаратов на 220 кВ согласно ГОСТ 1516.1—76 действующее значение наибольшего рабочего напряжения равно 252 кВ, а испытательного напряжения 470 кВ.

С целью облегчить работы по наложению изоляции на обмотки выполняем ее двухступенчатой, т. е. часть изоляции будет намотана на первичную обмотку, а часть — на вторичную. Расчет ведем при наименьшем радиусе поперечного се-

чения обмоток, т. е. при $r = 40$ мм. Принимаем $E_r = 4$ кВ/мм; наибольшее рабочее фазное напряжение составляет $252/\sqrt{3} \approx 146$ кВ. По формуле (8-3а) определяем наружный радиус изоляции, намотанной на первичную обмотку, помня, что на каждую ступень изоляции приходится половина приложенного напряжения, т. е. $146 : 2 = 73$ кВ:

$$R = 40 \exp \frac{73 \cdot 1{,}15}{40 \cdot 4} = 40 \cdot 1{,}69 = 67{,}6 \text{ мм}.$$

Толщина изоляции

$$\Delta = R - r = 67{,}6 - 40 = 27{,}6 \text{ мм}.$$

Такую же толщину принимаем и для изоляции, намотанной на вторичную обмотку.

Определив толщину изоляции, следует сравнить зависимость напряженности поля для различных длин силовых трубок в масле с кривой электрической прочности трансформаторного масла. Для этого на график действующего значения электрической прочности трансформаторного масла (кривая *3* на рис. 8-16) наносим зависимость действующего значения напряженности $E_м$ электрического поля в масле бумажно-масляной изоляции для различных $l_м$ в соответствии с (8-4). При определении $E_м$ принимаем $\varepsilon_м = 2{,}2$; $E_б = 2{,}5$ и $\Delta = 27$ мм. Следует помнить, что в (8-4) при двухступенчатой изоляции $l_б = 2\Delta$. Коэффициент запаса по испытательному напряжению принимаем $K_{зап} = 1{,}1$. Тогда, подставляя выбранные величины в формулу (8-4), для ряда значений $l_м$ получим кривую *1* (см. рис. 8-16). Так как напряженность поля в масле бумажно-масляной изоляции (кривая *1*) для всех $l_м$ получилась больше электрической прочности масла (кривая *3*), то произойдет пробой на участке в масле.

Поэтому уменьшаем напряженность в бумажной части изоляции до 2,5 кВ/мм и по (8-3а) вновь определяем

$$R = 40 \exp \frac{73 \cdot 1{,}15}{40 \cdot 2{,}5} = 92{,}8 \text{ мм}.$$

Толщина изоляции $\Delta = R - r = 92{,}8 - 40 = 52{,}8$ мм. По формуле (8-4) снова строим кривую напряженности участка в масле при новом значении Δ (кривая *2*). Поскольку кривая *2* идет ниже кривой *3*, то разряд при испытательном напряжении развиваться не будет.

Бумажно-масляная изоляция конденсаторного типа (БМИК). Выше было показано влияние неоднородности электрического поля в чисто бумажно-масляной изоляции в радиальном направлении. В конструкциях с бумажно-масляной изоляцией может быть, кроме того, и продольная (аксиальная) неоднородность поля. Поэтому при создании реальных конструкций ТТ приходится увеличивать толщину изоляции, а тем самым и габариты всего ТТ.

Это очень осложняет конструирование ТТ на более высокие классы напряжения.

Наиболее однородные поля в радиальном и аксиальном направлении можно получить искусственным регулированием электрического поля. Для выравнивания поля в толщу бумажно-масляной изоляции закладываются проводящие или полупроводящие обкладки. Таким образом, толща бумажно-масляной изоляции разделяется на ряд изолирующих слоев, между которыми имеются проводящие (или полупроводящие) обкладки. Каждая пара об-

кладок с изолирующим слоем представляет собой конденсатор. Вся бумажно-масляная изоляция конденсаторного типа в целом представляет собой систему таких последовательно соединенных «частичных» конденсаторов.

Габариты обкладок и толщина слоев могут быть точно заданы при проектировании изоляционного блока ТТ. Следовательно, можно точно рассчитать напряжение, приходящееся на каждый частичный конденсатор, и определить напряженности электрического поля. Таким образом, БМИК довольно хорошо поддается расчету, а условия работы каждого изолирующего слоя являются вполне определенными.

Проектируя БМИК, можно задать габариты обкладок и толщины слоев такими, чтобы все частичные конденсаторы имели одинаковую емкость. При этом на каждом изолирующем слое будет одно и то же напряжение.

БМИК можно получить: а) винтовой намоткой узкой бумажной ленты встык; б) винтовой намоткой узкой бумажной ленты внахлест; в) цилиндрической намоткой широкой бумажной полосы; г) специальной намоткой (например, намоткой трапециевидной полосы и т. п.).

Во избежание надрывов бумажной ленты при ручной намотке в ряде случаев применяют уже упоминавшуюся сложенную ленту. При наложении ленты внахлест перекрытие одной ленты другою должно быть не менее половины ее ширины (полнахлеста). При намотке ленты (широкой полосы) в слоях всегда остаются зазоры, которые затем заполняются маслом. Размеры таких масляных прослоек зависят от толщины бумаги, степени перекрытия и плотности намотки.

В качестве изолирующего материала для БМИК применяются следующие виды бумаги: а) кабельная; б) крепированная; в) телефонная; г) конденсаторная и д) специальная.

В качестве конденсаторных обкладок используются: а) фольга (алюминиевая, медная или свинцовая); б) сетка (медная, латунная или бронзовая); в) полупроводящая бумага.

Фольга, идущая на обкладки, обычно перфорируется с целью ускорения сушки и пропитки бумаги маслом. При перфорации фольги в ней прокалывают отверстия диаметром 1—1,5 мм на расстоянии 10—15 мм друг от друга. На фольге недопустимы заусеницы и надрывы, так как они понижают начальное напряжение ионизации в изоляционном материале. Поэтому после перфорации фольга прокатывается между полировальными стальными вальцами.

По характеру намотки конструкции БМИК можно разделить на: мелкоступенчатые, в которых применяются тонкие изоляционные слои (толщиной 1—4 мм) и большое число конденсаторных обкладок; грубоступенчатые, в которых применяются толстые изоляционные слои (толщиной 4,5—8 мм) и малое число конденсаторных обкладок; экранированные (одноступенчатые), в которых

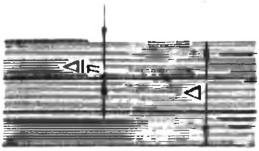


Рис. 8-17. Схема толщинной защиты

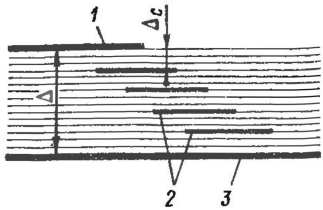


Рис. 8-18. Схема ступенчатой защиты

грубоступенчатость доведена до предела, т. е. число слоев уменьшено до одного.

Мелкоступенчатая БМИК позволяет достичь наиболее однородного поля и благоприятных условий для повышения начального напряжения ионизации на краях конденсаторных обкладок.

В каждом отдельном слое грубоступенчатой изоляции из-за его большой толщины уже можно заметить неравномерное распределение напряжения по закону изменения поля между цилиндрическими электродами. Однако между отдельными слоями напряжение распределяется, как в системе последовательно соединенных конденсаторов. Все же начальное напряжение ионизации на краях обкладок здесь меньше, чем при мелкоступенчатой намотке. Защита края конденсаторной обкладки требует специальных мер.

Экранированная БМИК приближается к чисто БМИ. Однако в экранированной изоляции сохранились 2 обкладки, между которыми существует внутреннее цилиндрическое поле, независимое от находящихся рядом заземленных конструктивных частей. Поэтому здесь исключаются местные перегрузки или пробой окружающей масляной среды, но приобретает еще большую значимость защита края заземленной внешней обкладки, так как напряжение приходится на один-единственный слой.

Защита краев конденсаторных обкладок во всех видах БМИК имеет существенное значение, так как определяет надежность самой изоляции. Электрическая прочность изоляции между конденсаторными обкладками вдали от краев оказывается обычно более высокой, чем электрическая прочность изоляции вблизи от краев обкладок. Эти края являются слабым местом в изоляции, так как в них намного раньше начинают развиваться ионизация и скользящие разряды.

В настоящее время известно много видов защиты краев обкладок.

1. Толщинная защита (рис. 8-17) — это разделение толстого изоляционного слоя на несколько более тонких слоев изоляции. Толщинная защита присуща мелкоступенчатой БМИК. При этом виде защиты существует единственный предел уменьшения тол-

щины слоев, который обусловлен трудоемкостью изготовления временем сушки и пропитки, а также толщиной бумаги.

При расчете изоляции, в которой используется толщинная защита, определяются условия возникновения ионизации на краях конденсаторных обкладок и ионизационная стойкость изоляции на участках, удаленных от краев обкладок. В работах ЛПИ имени М. И. Калинина и ЛПО «Электроаппарат» рекомендуются формулы, по которым можно определить усредненную напряженность начала неустойчивой ионизации $E_н$ на краях конденсаторных обкладок и начала устойчивой ионизации $E_у$ (в киловольтах на миллиметр) при толщине изоляционного слоя $\Delta_с = 1 \div 7$ мм:

$$E_н = 10\,\Delta_с^{-0{,}58}; \qquad (8\text{-}5)$$

$$E_у = 17{,}6\,\Delta_с^{-0{,}58}. \qquad (8\text{-}6)$$

Учитывая разницу в технологии изготовления изоляции, разную квалификацию работающих, возможные отклонения свойств материала и другие факторы, рекомендуется в расчетах для слабонеоднородного поля принимать среднее действующее значение напряженности при наибольшем рабочем напряжении $E_{н.р} \leqslant \leqslant 5$ кВ/мм, а при испытательном напряжении промышленной частоты $E_{н.и} \leqslant 18$ кВ/мм. Толщинная защита весьма трудоемка в изготовлении вследствие большого числа конденсаторных обкладок, которые затрудняют и удлиняют процессы сушки и пропитки изоляции в ТТ. Для облегчения сушки и пропитки изоляции применяют перфорированную фольгу, однако при большом числе обкладок эти процессы затруднительны и при такой фольге. Это послужило причиной того, что толщинная защита применяется редко.

2. Ступенчатая защита (рис. 8-18) — это усовершенствованная толщинная защита, когда широкие конденсаторные обкладки заменены узкими цилиндрическими кольцами из фольги *2* (манжетами), образующими местную ступенчатую конденсаторную изоляцию у краев конденсаторных обкладок *1* и *3*. При ступенчатой защите используется принцип мелкоступенчатой изоляции, но только у краев обкладок, а на всем остальном протяжении изоляция остается грубоступенчатой. С точки зрения технологии производства при ступенчатой защите имеется небольшое число главных обкладок, что определяет меньшую трудоемкость изготовления. В отношении электрической прочности большое число манжет создает условия тонкослойной изоляции и высокий уровень ионизации.

Распределение напряжения по толщине изоляции обусловливается емкостями главных обкладок. Манжеты, обладающие незначительными габаритами ($l = 100 \div 200$ мм), не влияют на распределение напряжения. Между главными обкладками устанавливается фиксированная разность потенциалов. Ступенчатая конденсаторная изоляция распределяет напряжение у края обкладки более или менее равномерно в радиальном и продольном напра-

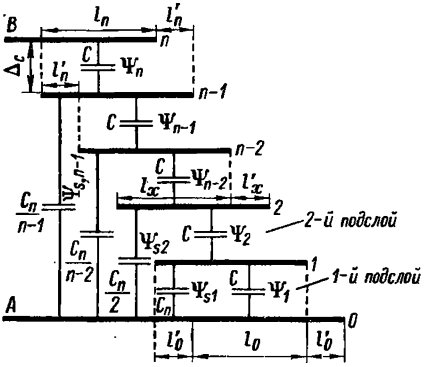


Рис. 8-19. К расчету ступенчатой защиты

влениях. Поле, опасное с точки зрения ионизации, разделенное на n более тонких частей, согласно формулам (8-5) и (8-6) обеспечивает более высокое начальное напряжение ионизации.

Как и при всякой другой защите, при ступенчатой защите конденсаторной изоляции справедливо правило, что внешние обкладки оказываются электрически перегруженными по сравнению с внутренними обкладками. Рассчитать неравномерность распределения напряжения в ступенчатой разделке легче всего, пользуясь расчетом емкости по принципу «шаг за шагом».

Предположим для простоты, что поле между манжетами в ступенчатой защите является плоскопараллельным, так как в цилиндрической изоляции толщина промежуточного слоя, разделенного манжетами, мала по сравнению с радиусом этого слоя. Такое допущение позволяет определять емкость между манжетами как емкость плоского конденсатора. Примем на электрической схеме ступенчатой защиты (рис. 8-19) следующие обозначения: l_x — длина геометрического перекрытия одной манжеты другою, см; l'_x — длина выступающей части манжеты, см; $C = K\varepsilon F_x/\Delta_c$ — собственная емкость между парой обкладок подслоя x площадью F, Ф; $F_x = r_x l_x$ — площадь перекрытия манжет, см^2; Δ_c — расстояние между манжетами, см; r_x — средний радиус подслоя x, см; $K = 8{,}84 \cdot 10^{-14}$ — диэлектрическая проницаемость пустоты, Ф/см; ε — относительная диэлектрическая проницаемость данной изоляции; $C_п = K\varepsilon S_x/(x\Delta_c)$ — паразитная емкость между выступающей частью манжеты и основной обкладкой A, Ф; $S_x = r_x l'_x$ — площадь выступающей части манжеты, см^2; x — порядковый номер подслоя, считая от обкладки A; $x = 1 \div n$.

Длины l_x и l'_x подбираются таким образом, что $r_0 l_0 = r_1 l_1 = \ldots = r_x l_x = \ldots = r_n l_n$ и $r_0 l'_0 = r_1 l'_1 = \ldots = r_x l'_x = \ldots = r_n l'_n$. Иногда длина манжет принимается одной и той же для всех подслоев, т. е. $l_0 + l'_0 = l_1 + l'_1 = \ldots = l_n + l'_n = \text{const}$. Длина выступающей части манжеты l'_x практически одна и та же для всех подслоев, т. е. она равна $1/n$-й части расстояния между торцами основных обкладок A и B, равного $\sum_{x=1}^{n} l'_x$. Толщина подслоя $\Delta_c = \Delta/n$ принимается одной и той же для всех подслоев. Тогда для схемы рис. 8-19 получим:

емкость первого подслоя между основной конденсаторной обкладкой A и манжетой *1*

$$C_1 = C + C_п;$$

емкость двух первых слоев

$$C_2 = \frac{CC_1}{C + C_1} + \frac{C_п}{2};$$

емкость трех первых слоев

$$C_3 = \frac{CC_2}{C + C_2} + \frac{C_п}{3};$$

емкость четырех слоев

$$C_4 = \frac{CC_3}{C + C_3} + \frac{C_п}{4};$$

емкость (в фарадах) всего устройства (при 5 подслоях)

$$C_б = \frac{CC_4}{C + C_4};$$

общий поток электрического смещения (в кулонах)

$$\Psi = C_б U_Δ \cdot 10^{-3},$$

где $U_Δ$ — напряжение, приходящееся на данный слой изоляции, т. е. между обкладками A и B, кВ;

разность потенциалов (в киловольтах) на последнем (5-м) подслое, т. е. между манжетой *4* и обкладкой B,

$$U_б = \frac{\Psi}{C} = U_Δ \frac{C_4 \cdot 10^3}{C + C_4}. \qquad (8\text{-}7)$$

Если бы напряжение распределялось равномерно между всеми пятью подслоями, то на последнем подслое была бы разность потенциалов

$$U'_5 = 0{,}2U_Δ.$$

Отсюда коэффициент неравномерности распределения между отдельными подслоями

$$k_{нер} = \frac{U_б}{U'_5} = \frac{5C_4}{C + C_4}. \qquad (8\text{-}7а)$$

При числе подслоев n формулы (8-7) и (8-7а) примут вид

$$U_n = U_Δ \frac{C_{n-1} \cdot 10^3}{C + C_{n-1}}; \qquad (8\text{-}8)$$

$$k_{нер} = \frac{nC_{n-1}}{C + C_{n-1}}. \qquad (8\text{-}8а)$$

В работе [62] приведена формула коэффициента неравномерности при ступенчатой защите с одинаковой длиной обкладок l_1 и уступов l'_1 и одинаковой толщиной подслоев

$$k_{\text{нер}} = \frac{l_1 + (n-1)\, l'_1}{l_1 + 0{,}5\,(n-1)\, l'_1}.$$

Напряжение U_n на последнем, наиболее нагруженном подслое n, прилегающем к обкладке B, должно быть меньше напряжения начала ионизации у края обкладки.

Зависимость напряженности начала ионизации (в киловольтах на миллиметр) от толщины подслоя Δ_c (в миллиметрах) может быть представлена эмпирическими формулами [27]:

для ленточной изоляции из кабельной бумаги толщиной 120 мкм

$$E_{\text{н}} = 10\,(\Delta_c)^{-0{,}58};$$

для листовой конденсаторной изоляции из бумаги КОН-1 толщиной 10 мкм

$$E_{\text{н}} = 5{,}5\,(\Delta_c)^{-0{,}58}.$$

Зная $E_{\text{н}}$, нетрудно определить и напряжение начала ионизации. Оно будет равно $U_{\text{н}} = E_{\text{н}}\Delta_c$. Значение $U_{\text{н}}$ должно быть меньше U_n на n-м подслое.

3. Конусная защита (рис. 8-20) — это своеобразное видоизменение толщинной защиты. Оно заключается в том, что близ края конденсаторной обкладки производится подмотка изоляционной бумаги, которая образует коническое утолщение под краем обкладки. Таким образом производится утолщение изоляции в области, опасной с точки зрения развития скользящего разряда, в то время как общая толщина изоляции не меняется, т. е. $\Delta'_c > \Delta_c$ и, следовательно, увеличивается начальное напряжение ионизации.

Ионизационное напряжение при конусной защите повышается довольно медленно: примерно пропорционально корню квадратному из толщины.

Переход в каждом слое от нормальной толщины к увеличенной под краем обкладки должен быть постепенным, в виде конуса с прямолинейной или криволинейной образующей.

Расчет профилей конусной защиты и электрический расчет даются в литературе по кабельной технике. В конструкциях ТТ конусная защита применяется очень редко.

4. Радиусная защита состоит в том, что края обкладок *1* конденсаторной изоляции снабжаются кольцевым электродом круглого сечения *2* либо кольцом сложного профиля *3* (рис. 8-21). Следовательно, край обкладки является уже не острием, а имеет округлую форму, что снижает напряжение начальной иони-

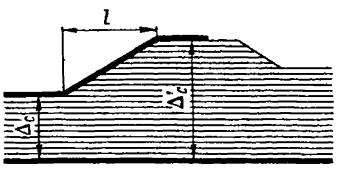


Рис. 8-20. Схема конусной защиты

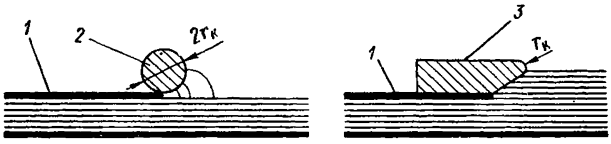


Рис. 8-21. Схема радиусной защиты

зации скользящего разряда и продольный градиент непосредственно у края обкладки. Для радиусной защиты применяются металлические кольца круглого либо более сложного сечения или цилиндрическая винтовая пружина, намотанная виток к витку. Габариты колец обычно выбираются по данным графического построения поля или определяются опытным путем. Кольца должны быть плотно посажены в обкладку.

Максимальная напряженность (в киловольтах на миллиметр) при наличии кольца будет [27]

$$E_{\text{макс}} = \frac{U}{n r_{\text{к}} \sqrt{\frac{\Delta_{\text{с}}}{r_{\text{к}}+\Delta_{\text{с}}}} \ln \frac{r_{\text{к}}+\Delta_{\text{с}}+\sqrt{(r_{\text{к}}+\Delta_{\text{с}})^2+r_{\text{к}}^2}}{r_{\text{к}}}},$$

где U — действующее значение напряжения, приложенного к изоляции, кВ; n — число подслоев, на которые разделена изоляция; $r_{\text{к}}$ — радиус закругления края обкладки (радиус кольца на рис. 8.21), мм; $\Delta_{\text{с}}$ — толщина подслоя изоляции у края обкладки, мм.

5. Барьерная защита заключается в том, что край конденсаторной обкладки *2* закрывается изоляционным материалом *1*, препятствующим развитию разряда (рис. 8-22, слева). В чистом виде барьерная защита применяется редко, чаще всего она используется в комбинации с другими видами защиты.

Наиболее удачной комбинацией является конусно-барьерно-радиусная защита (рис. 8-22, справа), в которой сперва путем конусной подмотки *3* снижается напряженность на цилиндрическом участке изоляции *7*, затем за счет введения кольцевого электрода *4* снижается напряженность на краю обкладки *5*, уменьшается неоднородность поля в этом месте и, наконец, кольцевой электрод защищается барьерным покрытием *6*. При указанной

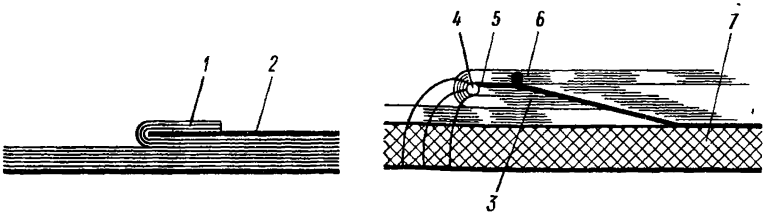


Рис. 8-22. Схема барьерной (слева) и конусно-барьерно-радиусной защиты (справа)

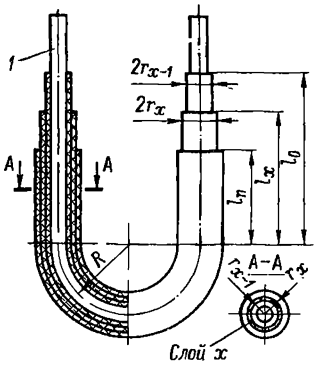


Рис. 8-23. Обмотка ТТ с бумажно-масляной изоляцией конденсаторного типа U-образной формы

защите пробивное напряжение на краю обкладки настолько повышается, что в ряде случаев происходит пробой в области сравнительно однородного поля — на середине обкладки. При выполнении подобной защиты можно использовать способ лепестковой разделки [14], разработанный в СССР и состоящий в следующем: каждый бумажный слой надрезаем ножом на отдельные «лепестки» шириной 20—30 мм, которые отворачиваем на 180° по мере надрезания, охватывая при этом изолируемое кольцо; каждый последующий барьерный слой должен быть надрезан так, чтобы его надрезы приходились на середину лепестков предыдущего слоя: это повышает электрическую прочность разделки. Лепестковая разделка очень трудоемка и требует высокой квалификации рабочих, механизация ее почти исключена.

Во избежание указанных недостатков на ЛПО «Электроаппарат» была предложена новая разделка — веерная. Для создания изоляционного барьера используется материал, допускающий значительное растяжение, а именно крепированная бумага либо специально плиссированная полоса обычной кабельной бумаги. Такой материал позволяет осуществить веерообразное расширение концевой части подмотки без надрывов простым отворачиванием этой ее части.

6. Экранная защита края обкладки очень сходна с радиусной защитой, только кольцо, имеющее потенциал обкладки, отнесено

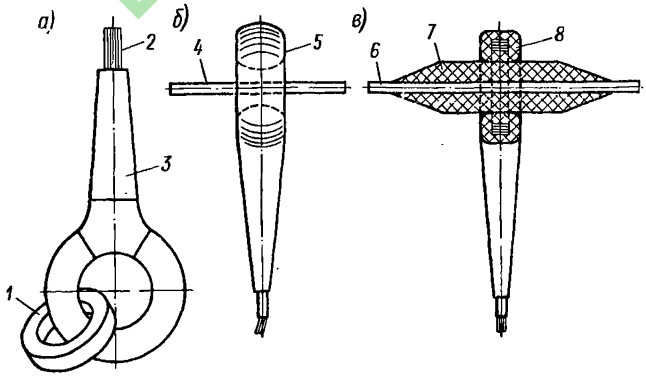


Рис. 8-24. Обмотка ТТ с бумажно-масляной изоляцией конденсаторного типа рымовидной формы I, II и III рода

от края последней. Кольцо выравнивает поле близ края обкладки, тем самым защищая ее от преждевременной ионизации.

По конструктивным признакам бумажно-масляную изоляцию конденсаторного типа, широко используемую в ТТ, можно разделить на:

1. U-образную (рис. 8-23), получаемую непрерывной навивкой бумажной ленты на изогнутую первичную обмотку *1*. В процессе намотки закладываются проводящие конденсаторные обкладки и производится та или иная защита края обкладки. На магнитопровод со вторичной обмоткой высоковольтная изоляция не накладывается.

2. Изоляцию рымовидной формы I рода (рис. 8-24, *а*), получаемую навивкой бумажной ленты *3* на первичную обмотку *2*, имеющую вид рыма (кольца с хвостом). Вид рыма будут иметь и проводящие обкладки. На кольце каждой обкладки обязателен разрыв во избежание образования короткозамкнутого витка вокруг вторичной обмотки *1*. На магнитопровод со вторичной обмоткой *1* высоковольтная изоляция не накладывается.

3. Изоляцию рымовидной формы II рода (рис. 8-24, *б*), получаемую навивкой бумажной ленты на вторичную обмотку *5*. В конструктивном отношении эта изоляция аналогична рымовидной изоляции I рода, с той только разницей, что здесь обязательный разрыв каждой конденсаторной обкладки осуществляется другим, более сложным, способом. Внешняя обкладка получает потенциал первичной обмотки, а внутренняя (нулевая) обкладка, прилегающая ко вторичной обмотке, заземляется. На первичную обмотку *4* изоляция не накладывается. Однако эта обмотка должна быть изолирована от земли. Для этого используется фарфоровая покрышка, внутри которой находятся первичная и вторичная обмотки.

4. Изоляцию рымовидной формы III рода (рис. 8-24, *в*), представляющую собой комбинацию двух изоляционных блоков: первичной обмотки, выполненной в виде прямолинейного стержня *6* с наложенной на него бумажно-масляной изоляцией конденсаторного типа *7*, и вторичной обмотки *8* с бумажно-масляной изоляцией конденсаторного типа рымовидной формы II рода. Таким образом, изоляция распределяется поровну (или почти поровну) между первичной и вторичной обмотками. А они располагаются таким образом, что образуют букву Т. Поэтому БМИК рымовидной формы III рода часто называется конденсаторной изоляцией Т-образной формы. Внешняя обкладка первичной обмотки соединяется электрически с внешней обкладкой вторичной обмотки так, что образуется единая система последовательно соединенных конденсаторов.

5. Звеньевую изоляцию, представляющую собой комбинацию двух изоляционных элементов: первичной обмотки с рымовидной изоляцией I рода и вторичных обмоток с рымовидной изоляцией II рода; внешние обкладки изоляционных элементов соединены между собой Т-образно.

6. Каскадную изоляцию, представляющую собой многоступенчатую конденсаторную систему, набираемую из элементов, упомянутых выше. Каскадная изоляция конденсаторного типа не представляет собою нового, отдельного вида изоляции.

В каскадных ТТ сложными являются вопросы распределения напряжения между изоляционными элементами, обеспечения высокого класса точности (не хуже, чем у одноступенчатых) и т. п. Однако, несмотря на сложность перечисленных вопросов, сегодня каскадная изоляция широко используется в ТТ на 500, 750 и 1150 кВ.

При проектировании ТТ с БМИК приходится сталкиваться с тем, что большинство величин, определяющих форму и размеры изоляции, задано предварительной компоновкой. Так, например, во многих случаях оказывается заданным диаметр внутреннего токоведущего стержня, т. е. диаметр нулевой обкладки; длина наружного заземленного фланца или внешней заземленной обкладки (рекомендуется, чтобы заземленная обкладка входила в фарфоровую покрышку на 10 % длины покрышки); длина внешней изоляции; толщина изоляции, так как известны средние допустимые градиенты напряжения; длина нулевой обкладки, связанная с длиной заземленной обкладки и с длиной покрышки (рекомендуется, чтобы обкладка не доходила до верхнего края покрышки на 20 % длины последней).

Число конденсаторных обкладок устанавливается конструктором. Оно может быть бо́льшим или меньшим в зависимости от того, какая изоляция принята: грубоступенчатая или мелкоступенчатая. Задавшись средней допустимой рабочей напряженностью поля $E_{д.\,р}$ (в киловольтах на миллиметр), определяют общую толщину изоляции (в миллиметрах)

$$\Delta = U_р/E_{д.\,р}, \qquad (8\text{-}9)$$

где $U_р = UK_{зап}$ — действующее значение расчетного напряжения, кВ; U — действующее значение наибольшего рабочего напряжения [линейного или фазного — см. пояснения к формулам (8-3) и (8-3а)], кВ; $K_{зап} = 1{,}1 \div 1{,}15$ — коэффициент запаса.

При расчете каскадных ТТ расчетное напряжение уменьшается пропорционально числу ступеней каскада.

По вышеперечисленным параметрам делается предварительный набросок, в котором учитываются все заданные наперед условия, все заданные параметры, конструктивные ограничения, размещаются заземленные и токоведущие части, фарфоровые покрышки и т. д.

Затем выполняется поверочный расчет изоляции и определяются интересующие нас величины для каждого слоя. Если получаемые градиенты поля слишком велики или напряжение распределяется недостаточно равномерно, то делают коррекцию размеров и рассчитывают изоляцию вновь.

Ниже приводится методика поверочного расчета БМИК, разработанная в ЛПО «Электроаппарат». Эта методика позволяет определить напряженности электрического поля каждого слоя, емкости слоя и обмотки в целом. Результаты этого расчета могут быть использованы при расчете устойчивости изоляции к тепловому пробою. При расчете принимаем следующие обозначения: r_{x-1} — радиус внутренней обкладки изоляционного слоя x, мм; r_x — радиус наружной обкладки изоляционного слоя x, мм; l_x — длина наружной обкладки слоя x, мм (рис. 8-23).

Емкость (в фарадах) пары обкладок слоя x будет

$$C_x = \frac{2\pi K \varepsilon_б l_x}{\ln (r_x/r_{x-1})} = K_1 \frac{l_x}{\ln (r_x/r_{x-1})}, \qquad (8\text{-}10)$$

где K — диэлектрическая проницаемость пустоты, равная $8{,}84 \times \times 10^{-15}$ Ф/мм; $\varepsilon_б$ — относительная диэлектрическая проницаемость данной изоляционной бумаги; $K_1 = 2\pi \cdot 8{,}84 \cdot 10^{-15}\varepsilon_б = 5{,}55 \cdot 10^{-14}\ \varepsilon_б$ — коэффициент, характеризующий диэлектрические свойства изоляционного материала, Ф/мм.

Обозначив $A_x = r_x/r_{x-1}$; $B_x = \ln A_x/l_x$, получим емкость слоя x (в фарадах)

$$C_x = K_1/B_x. \qquad (8\text{-}11)$$

Тогда емкость (в фарадах) всей системы последовательно соединенных n слоев изоляции будет

$$C = K_1 \Big/ \sum_{x=1}^{n} B_x. \qquad (8\text{-}12)$$

Общий поток электрического смещения (в килокулонах) при расчетном напряжении $U_р$ (в киловольтах), приложенном к данной системе n последовательно соединенных конденсаторов, будет

$$\Psi = CU_р. \qquad (8\text{-}13)$$

Действующее значение напряжения (в киловольтах), приходящегося на любую пару конденсаторных обкладок (при данном расчетном напряжении $U_р$, приложенном ко всей системе конденсаторов), равно

$$U_x = \Psi/C_x = CU_р/C_x. \qquad (8\text{-}14)$$

Максимальная напряженность (в киловольтах на миллиметр) на внутренней конденсаторной обкладке слоя x радиусом r_{x-1} будет

$$E_x = \frac{U_x}{r_{x-1} \ln \frac{r_x}{r_{x-1}}} = \frac{U_x}{r_{x-1} \ln A_x}. \qquad (8\text{-}15)$$

Преобразуя (8-15), получаем

$$E_x = \frac{\Psi}{K_1 r_{x-1} l_x} = \frac{CU_р}{K_1 r_{x-1} l_x}. \qquad (8\text{-}16)$$

Центромат

Лучшее использование изоляции будет при постоянном для всех слоев произведении $r_{x-1}l_x$. Однако допускается разброс значений этого произведения для отдельных слоев в пределах 5—10 %.

Пример 8-2. Расчет напряженности поля в каждом слое бумажно-масляной изоляции конденсаторного типа удобно выполнять, пользуясь формулярами. В табл. 8-13 приведен формуляр для расчета бумажно-масляной изоляции конденсаторного типа U-образной формы на 110 кВ. При расчете по этому формуляру следует сначала определить значения C_x для всех слоев, затем по (8-13) вычислить общий поток смещения Ψ и тогда уже определять значения U_x и E_x.

Действующее значение расчетного фазного напряжения $U_р = 110/\sqrt{3} = 63{,}5$ кВ; действующее значение испытательного напряжения $U_{исп} = 200$ кВ. Радиус нулевой обкладки (радиус поперечного сечения обмотки) $r_0 = 40$ мм. Допустимая рабочая напряженность при наибольшем рабочем напряжении $E_{д.р} = 4$ кВ/мм.

Толщина всей изоляции $\Delta = U_р/E_{д.р} = 63{,}5 : 4 \approx 16$ мм; толщина одного слоя изоляции $\Delta_с = 4$ мм; число слоев конденсаторной изоляции $n = 16 : 4 = 4$.

Относительная диэлектрическая проницаемость бумаги $\varepsilon_б = 3{,}6$; при этом $K_1 = 5{,}55 \cdot 10^{-14}$ $\varepsilon_б \approx 20 \cdot 10^{-14}$ Ф/мм.

Перейдем к расчету БМИК рымовидной формы, который незначительно отличается от расчета БМИК U-образной формы, однако имеет свои особенности.

По выбранным допустимой рабочей напряженности $E_{д.р}$ и расчетному напряжению $U_р$ находят общую толщину изоляции, пользуясь формулой (8-9). После этого делают чертеж предварительного расположения обкладок (имея в виду толщину бумаги, способ ее намотки, число рядов в слое, способ наложения изоляции на «тройник», необходимость разрывов обкладок на кольцевой части и защиты края конденсаторной обкладки). Толщину всех слоев в кольцевой части рымовидного блока обычно берут одинаковой, как и толщину всех слоев в цилиндрической части (хвосте). Однако толщина слоев в кольцевой и в цилиндрической частях рымовидной изоляции необязательно должна быть одинаковой. Например, можно установить более низкую среднюю напряжен-

Таблица 8-13. **Формуляр расчета бумажно-масляной изоляции конденсаторного типа U-образной формы (рис. 8-23) на 110 кВ (к примеру 8-2)**

Номер слоя	r_{x-1}, мм	r_x, мм	$A_x = \frac{r_x}{r_{x-1}}$	$\ln A_x$	l_x, мм	$B_x = \frac{\ln A_x}{l_x}$	$C_x = \frac{K_1}{B_x}$, 10^{-12} Ф	$U_x = \frac{\Psi}{C_x}$, кВ	$E_x = \frac{U_x}{r_{x-1}\ln A_x}$, кВ/мм
0	—	40	—	—	2100	—	—	—	—
1	40	44	1,10	0,0952	1910	$5{,}0 \cdot 10^{-5}$	400	16,1	4,46
2	44	48	1,09	0,0862	1720	$5{,}0 \cdot 10^{-5}$	400	16,1	4,24
3	48	52	1,083	0,0771	1572	$4{,}9 \cdot 10^{-5}$	408	15,8	4,27
4	52	56	1,077	0,0682	1421	$4{,}8 \cdot 10^{-5}$	416	15,5	4,37

ЦентрМаг

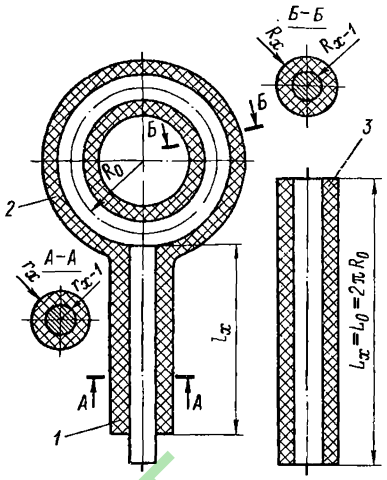


Рис. 8-25. К расчету бумажно-масляной изоляции конденсаторного типа рымовидной формы

ность для кольцевой части и, соответственно, бо́льшую толщину каждого слоя, если есть основания предполагать повышенную рыхлость кольцевой части изоляции. Число же конденсаторных обкладок в кольцевой и цилиндрической частях изоляции должно быть одним и тем же. Каждая конденсаторная обкладка рымовидной изоляции и каждый слой с двумя обкладками представляют собой рымовидную фигуру (рис. 8-25). Расчетные размеры каждого слоя показаны на рисунке.

Емкость одного слоя x рымовидной изоляции C_x рассчитывается как сумма двух емкостей:

$$C_x = C'_x + C''_x, \tag{8-17}$$

где C'_x — емкость слоя x в кольцевой части *2*, Ф; C''_x — емкость слоя x в цилиндрической части *1*, Ф.

Емкость кольцевого слоя *2* в первом приближении рассчитывается как емкость цилиндрического слоя *3*, который получится, если выпрямить кольцо. Высота цилиндра (выпрямленного кольца), или длина обкладки, будет для всех слоев

$$L_x = L_0 = 2\pi R_0, \tag{8-18}$$

где R_0 — средний радиус кольца, мм.

Тогда емкость (в фарадах) выпрямленного кольцевого слоя аналогично (8-10) будет

$$C'_x = \frac{2\pi K \varepsilon_б L_0}{\ln (R_x/R_{x-1})} = \frac{K_2}{\ln A'_x}, \tag{8-19}$$

где $A'_x = R_x/R_{x-1}$; $K_2 = 2\pi K \varepsilon_б L_0$; $K = 8{,}84 \cdot 10^{-15}$ Ф/мм.

Емкость слоя цилиндрической части рымовидной изоляции

$$C''_x = \frac{2\pi K \varepsilon_б l_x}{\ln (r_x/r_{x-1})} = K_1 \frac{l_x}{\ln A''_x}, \tag{8-20}$$

где $A''_x = r_x/r_{x-1}$; $K_1 = 2\pi K \varepsilon_б$ — см. формулу (8-10).

Для удобства дальнейшего расчета обозначим:

$$B'_x = \frac{\ln A'_x}{L_0}; \qquad B''_x = \frac{\ln A''_x}{l_x}.$$

ElenProMar

Тогда емкости (в фарадах) кольцевого и цилиндрического слоев будут

$$C'_x = K_2/B'_x; \qquad C''_x = K_2/B''_x. \tag{8-21}$$
(8-22)

Приведенный выше расчет емкости кольцевого слоя был бы практически точным, если бы кольцевые обкладки (x — 1)-я и x-я были коаксиальны. Однако на самом деле изоляция внутри окна кольца первичной обмотки в БМИК рымовидной формы I рода, а также внутри окна магнитопровода в БМИК рымовидной формы II и III рода толще, чем изоляция на наружной поверхности кольца. Это следует из самого способа нанесения бумажной изоляции. Наружная длина кольца, на котором располагается непрерывная бумажная лента, больше, чем внутренняя. Следовательно, для того чтобы снаружи и внутри кольца разместилось одно и то же количество непрерывной ленты, т. е. одно и то же суммарное сечение, толщина слоя внутри кольца должна быть больше, чем снаружи.

Расчет электрической прочности изоляции ведем по самому малому сечению диэлектрика, расположенного на наружной части кольца. Для определения емкости слоя x необходимо учесть искажение формы кольцевого слоя при наложении бумажной изоляции.

Рассмотрим наиболее часто встречающиеся искажения изоляции: а) на кольце, поперечное сечение которого — правильный круг (БМИК рымовидной формы I рода); б) на кольце, сечение которого — эллипс (БМИК рымовидной формы II и III рода).

Схема кольцевого слоя с правильным кругом в поперечном сечении показана на рис. 8-26. Намотка слоя произведена непрерывной бумажной лентой. Примем следующие обозначения: r_1 — внутренний радиус внутреннего кольцевого слоя изоляции; r_2 — внутренний радиус изолируемого кольца; R_1 — внешний ра-

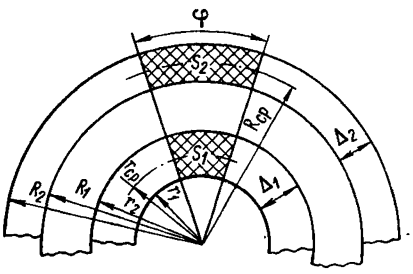


Рис. 8-26. Расчетная схема для определения истинной формы искаженного кольцевого слоя

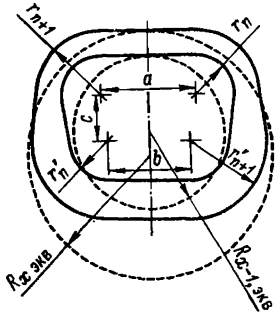


Рис. 8-27. К расчету эквивалентных радиусов кольцевого изолирующего слоя

диус изолируемого кольца; R_2 — внешний радиус наружного кольцевого слоя изоляции; Δ_1 — толщина изоляции внутри изолируемого кольца; Δ_2 — толщина изоляции снаружи изолируемого кольца.

Возьмем сектор кольцевой изолированной системы в пределах центрального угла φ (в градусах). Согласно предыдущему, заштрихованные суммарные сечения бумажных лент внутри и снаружи кольца должны быть одинаковы, т. е. $S_1 = S_2$. Но

$$S_1 = \pi (r_2^2 - r_1^2)\frac{\varphi}{360}, \quad \text{а} \quad S_2 = \pi (R_2^2 - R_1^2)\frac{\varphi}{360},$$

откуда

$$r_2^2 - r_1^2 = R_2^2 - R_1^2. \tag{8-23}$$

Преобразуем (8-23):

$$(r_2 + r_1)(r_2 - r_1) = (R_2 + R_1)(R_2 - R_1). \tag{8-24}$$

Умножим обе части уравнения (8-24) на $^1/_2$ и подставим в него вместо разности радиусов толщину соответствующих слоев, т. е. $r_2 - r_1 = \Delta_1$ и $R_2 - R_1 = \Delta_2$; получим

$$R_{ср}\Delta_2 = r_{ср}\Delta_1, \tag{8-25}$$

где $r_{ср}$ — средний радиус площади S_1, мм; $R_{ср}$ — средний радиус площади S_2, мм.

Так как $r_{ср} = r_2 - \Delta_1/2$, то

$$R_{ср}\,\Delta_2 = (r_2 - 0{,}5\,\Delta_1)\,\Delta_1 = r_2\,\Delta_1 - 0{,}5\,\Delta_1^2.$$

В результате преобразования получаем квадратное уравнение

$$\Delta_1^2 - 2r_2\,\Delta_1 + 2R_{ср}\,\Delta_2 = 0,$$

корень которого будет

$$\Delta_1 = r_2 - \sqrt{r_2^2 - 2R_{ср}\,\Delta_2}. \tag{8-26}$$

Второй корень уравнения отбрасываем как не имеющий физического смысла. Очевидно, что

$$r_1 = \sqrt{r_2^2 - R_{ср}\,\Delta_2}. \tag{8-27}$$

Пользуясь формулами (8-26), (8-27), легко определить форму искаженного кольцевого слоя и учесть это искажение при расчете емкости слоя.

Очевидно, что в кольце, сечение которого эллипс либо овал (радиус должен быть не менее 50 мм), будет тот же характер нарастания толщины изоляции, что и в кольце с правильным кругом в сечении. Для упрощения расчета емкости изолирующего слоя можно заменить овал эквивалентным кругом (рис. 8-27), для которого ведется весь расчет, т. е. подсчитывается периметр овала $P_{ов}$ и приравнивается к периметру эквивалентного круга $P_{кр}$:

$$\pi (r_n + r_n') + a + b + 2c = 2\pi R_{x-1,\ экв};$$

ЦентрМаг

тогда формула (8-19) примет вид

$$C_{x\,\text{экв}} = \frac{2\pi K \varepsilon_б L_0}{\ln \dfrac{R_{x\,\text{экв}}}{R_{x-1,\,\text{экв}}}} = \frac{K_2}{\ln A'_{x\,\text{экв}}}. \qquad (8\text{-}28)$$

Оба рассмотренных выше варианта расчета емкости искаженных кольцевых слоев являются приближенными.

Расчеты, выполненные в ЛПО «Электроаппарат», и практические замеры емкостей на образцах БМИК рымовидной формы подтвердили применимость более простых формул (8-19) и (8-28) для оперативных расчетов с введением коэффициента искажения, который следует принимать равным

$$K_и = 0{,}78 \div 0{,}92. \qquad (8\text{-}29)$$

Он зависит от толщины слоя: чем тоньше слой и меньше искажение, тем больше $K_и$ и, наоборот, чем толще изоляционный слой и больше искажение, тем меньше $K_и$.

Рассчитав емкости всех кольцевых слоев по формуле (8-19) или (8-28), умножают их на коэффициент искажения $K_и$. Полученные при этом значения $C'_{xп}$ соответствуют значениям C'_x или $C'_{экв}$ с поправкой. Они близки к истинным значениям емкости кольцевых слоев:

$$C'_{xп} = C'_x K_и \text{ или } C'_{xп} = C'_{x\,экв} K_и.$$

Формула (8-17) с учетом поправки будет иметь вид

$$C_x = C'_{xп} + C''_x.$$

Емкости слоев кольцевой и цилиндрической частей изоляции соединены параллельно: значит, $C_x = C'_{xп} + C''_x$. Общая емкость всей изоляции будет

$$C = \left(\sum \frac{1}{C_x}\right)^{-1}.$$

Общий поток электрического смещения при расчетном напряжении $U_р$

$$\Psi = CU_р. \qquad (8\text{-}30)$$

Напряжение на каждом слое

$$U_x = \Psi / C_x. \qquad (8\text{-}31)$$

Напряженность на кольцевой и на цилиндрической частях рыма:

$$E_{x\,кол} = \frac{U_x}{R_{x-1} \ln A'_x}; \qquad (8\text{-}32)$$

$$E_{x\,цил} = \frac{U_x}{r_{x-1} \ln A_x}. \qquad (8\text{-}33)$$

Иногда кроме расчета напряженностей по эквивалентному радиусу кольцевой части изоляции $R_{экв}$ выполняют расчет напряженностей по максимальной кривизне, т. е. по радиусу r_n. Порядок расчета остается тем же, только при определении A'_x, $E_{кол}$ вместо $R_{x\,экв}$ и $R_{x-1,\,экв}$ подставляются значения r_n и r_{n+1}.

При расчете испытательной напряженности определяется общий поток электрического смещения при испытательном напряжении

$$\Psi_{\text{исп}} = CU_{\text{исп}}.$$

Для того чтобы добиться равномерного распределения напряжения по слоям, приходится изменять длину обкладок цилиндрической части. Если такая регулировка не дает желаемых результатов, следует изменять соотношение между емкостями кольцевой и цилиндрической частей, т. е. утолщать изоляцию кольцевой либо цилиндрической части в зависимости от того, какая часть неблагоприятно влияет на равномерность распределения емкости по слоям.

Пример 8-3. Рассчитать рымовидную кабельно-конденсаторную изоляцию I рода для трансформатора тока на номинальное напряжение 500 кВ и номинальный ток 2000 А. Трансформатор двухступенчатый. По изоляции ступени одинаковы, т. е. на каждую приходится половина общего напряжения. Изоляция выполнена по рис. 8-24, *а*.

Расчетное напряжение, равное наибольшему рабочему (фазному) напряжению, приходящемуся на одну ступень, будет

$$U_{\text{р}} = \frac{U_{\text{н. р}}}{2\sqrt{3}} = \frac{525}{2\sqrt{3}} = 152 \text{ кВ}.$$

Испытательное напряжение на одну ступень

$$U_{\text{исп}} = 700 : 2 = 350 \text{ кВ}.$$

Первичная обмотка, выполненная из гибкого многожильного провода, имеет в поперечном сечении прямоугольник с закругленными краями (см. рис. 8-27) с размерами: $a = b = 190$ мм; $c = 40$ мм; $r_n = r'_n = 60$ мм. Периметр этого прямоугольника

$$P = \pi(r_n + r'_n) + a + b + 2c.$$

Допустимую рабочую напряженность кабельно-конденсаторной изоляции при наибольшем рабочем напряжении принимаем $E_{\text{д. р}} = 3$ кВ/мм. Тогда толщина всей изоляции будет

$$\Delta = 152 : 3 = 50{,}7 \text{ мм}.$$

Толщину каждого слоя принимаем равной $\Delta_{\text{с}} = 7{,}2$ мм. Число слоев конденсаторной изоляции будет

$$n = \Delta/\Delta_{\text{с}} = 50{,}7 : 7{,}2 = 7{,}05.$$

Принимаем число слоев конденсаторной изоляции равным восьми. Тогда толщина всей изоляции будет $\Delta = 7{,}2 \cdot 8 = 57{,}6$ мм. При такой толщине изоляции наружный диаметр кольцевой части обмотки будет 875 мм, а внутренний — 160 мм. Емкость кольцевой части обмотки определяется как емкость развернутого в цилиндр кольца длиной

$$L_0 = 0{,}5\pi\,(875 + 160) \approx 1625 \text{ мм}.$$

Эквивалентные радиусы поперечного сечения кольцевой части обмотки определяем по методике, приведенной на стр. 319 и рис. 8-27.

Относительную диэлектрическую проницаемость изоляционной бумаги в масле принимаем равной $\varepsilon_{\text{б}} = 3{,}6$. Тогда коэффициенты K_1 и K_2 в формулах (8-19) и (8-20) будут

$$K_1 = 5{,}55 \cdot 10^{-14} \cdot 3{,}6 \approx 20 \cdot 10^{-14} \text{ Ф/мм};$$

$$K_2 = 5{,}55 \cdot 10^{-14} \cdot 3{,}6 \cdot 1625 = 3{,}25 \cdot 10^{-10} \text{ Ф}.$$

ЦентрМаг

Таблица 8-14. **Формуляр расчета бумажно-масляной изоляции конденсаторного типа рымовидной формы к примеру 8-3**

I. Определение емкости цилиндрической части изоляции (рис. 8-25)

Номер слоя	r_{x-1}, мм	r_x, мм	$A''_x = \frac{r_x}{r_{x-1}}$	$\ln A''_x$	l_x, мм	$C''_x = \frac{K_1 l_x}{\ln A''_x}$, Ф
0	—	72,5	—	—	1800	—
1	72,5	79,7	1,10	0,0952	1630	$3421 \cdot 10^{-12}$
2	79,7	86,9	1,09	0,0862	1470	$3411 \cdot 10^{-12}$
...	...	...	...	...	...	...
$n = 8$	122,9	130,1	1,06	0,0583	700	$2404 \cdot 10^{-12}$

II. Определение емкости кольцевой части изоляции (рис. 8-25 и 8-27)

Номер слоя	r_n, мм	r'_n, мм	b, мм	P_x, мм	$R_{x-1,\text{экв}} = \frac{P_{x-1}}{2\pi}$, мм	$R_{x\,\text{экв}} = \frac{P_x}{2\pi}$, мм	$A'_{x\,\text{экв}} = \frac{R_{x\,\text{экв}}}{R_{x-1,\text{экв}}}$	$\ln A'_{x\,\text{экв}}$	$C'_x = \frac{K_2}{\ln A'_{x\,\text{экв}}}$, 10^{-12} Ф	$C'_{x\text{и}} = C_{x\text{и}} K_\text{и}$, 10^{-12} Ф
0	60	60	190	837	—	133	—	—	—	—
1	67,2	71	182	886	133	141	1,06	0,0583	5596	4757
2	74,4	82	174	935	141	149	1,06	0,0583	5596	4757
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$n = 8$	117,6	156	112	1241	187	197	1,04	0,0488	6684	5681

III. Расчет напряженности в толще слоя

Номер слоя	$C'_{x\text{п}}$, 10^{-12} Ф	C''_x, 10^{-12} Ф	$C_x = (C'_{x\text{п}} + C''_x)$, 10^{-12} Ф	$U_x = \frac{\Psi}{C_x}$, кВ	$E_{\text{цил}} = \frac{U_x}{r_{x-1} \ln A''_x}$, кВ/мм	$E_{\text{кол}} = \frac{U}{R_{x-1} \ln A'_x}$, кВ/мм	$U_{x\,\text{исп}} = \frac{\Psi_{\text{исп}}}{C_x}$, кВ	$E'_{\text{цил}} = \frac{U_{x\,\text{исп}}}{r_{x-1} \ln A''_x}$, кВ/мм	$E'_{\text{кол}} = \frac{U_{x\,\text{исп}}}{R_{x-1} \ln A'_x}$, кВ/мм
0	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1	3421	4757	8178	22,0	3,19	2,83	50,6	7,34	6,51
2	3411	4757	8168	22,0	3,21	2,67	50,6	7,00	6,15
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$n = 8$	2404	5681	8085	22,2	3,10	2,43	51,1	6,14	5,59

Коэффициент искажения $K_\text{и}$ принимаем равным 0,85.

Результаты расчета сводим в формуляр (табл. 8-14).

Определив емкости $C'_{x\text{и}}$ и C''_x, находим емкость всей рымовидной обмотки

$$C_\Sigma = \left(\sum_{x=1}^{n} \frac{1}{C_x} \right)^{-1} = \frac{1}{8{,}457 \cdot 10^8} = 1182 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}.$$

Центрмаг

Общий поток смещения при расчетном напряжении

$$\Psi = C_{\Sigma} U_{р} = 1182 \cdot 10^{-12} \cdot 152 \cdot 10^{3} = 1{,}8 \cdot 10^{-4} \text{ Кл.}$$

Общий поток смещения при испытательном напряжении

$$\Psi_{исп} = C_{\Sigma} U_{исп} = 1182 \cdot 10^{-12} \cdot 350 \cdot 10^{3} = 4{,}14 \cdot 10^{-4} \text{ Кл.}$$

Как видно из формуляра, напряженность электрического поля в изоляции не превосходит допустимых значений.

Вторичная обмотка. Число витков вторичной обмотки определяется соотношением (1-3). Вторичная обмотка в большинстве случаев изготавливается из одножильного медного провода диаметром 1,81 мм при вторичном токе 5 А и 1,25 — 1,35 мм при вторичном токе 1 А. В тех случаях, когда ТТ работает при повышенной температуре окружающего воздуха, диаметр провода вторичной обмотки несколько увеличивают. Так, например, в некоторых типах ТТ, встраиваемых в закрытые токопроводы генераторов, применяется провод диаметром 2,2 мм. Наиболее часто используется провод марки ПСД, реже — марок ПСД-Л, ПЭЛБД, ПЭТВСД и др.

Напряжение (в вольтах) между концами замкнутой вторичной обмотки

$$U_2 = z_{2\,обм} I_2,$$

где $z_{2\,обм}$ — сопротивление вторичной обмотки, Ом; I_2 — вторичный ток, А.

Напряжение, приходящееся на один виток вторичной обмотки,

$$\Delta U_2 = U_2 / w_2$$

(где w_2 — число витков вторичной обмотки). Оно составляет доли вольта.

Напряжение на разомкнутых концах вторичной обмотки и между ее витками может быть очень большим, если по первичной обмотке будет проходить номинальный ток. В этом случае во вторичной обмотке будет индуцироваться э. д. с. (в вольтах)

$$E_{20} = 4 k_{ф} f \Phi_1 w_2, \qquad (8\text{-}34)$$

где $k_{ф}$ — коэффициент формы кривой напряжения; Φ_1 — магнитный поток, создаваемый первичным током I_1, Вб; f — частота тока, Гц; w_2 — число витков вторичной обмотки.

Напряжение на разомкнутых концах вторичной обмотки может быть определено по кривым рис. 8-28, представляющим зависимость удельного напряжения от удельной м. д. с. намагничивания $E_{2\,уд} = f(F_{уд})$. Под удельным напряжением будем понимать напряжение (в вольтах на квадратный метр), приходящееся на один виток вторичной обмотки и отнесенное к 1 м^2 поперечного сечения магнитопровода, которое индуцируется в разомкнутой вторичной обмотке.

Центрмаг

Эти кривые построены по данным ЛПО «Электроаппарат».

Зависимость между E_{20} и $E_{2уд}$ определяется следующей формулой:

$$E_{20} = E_{2уд} w_2 S_м. \qquad (8\text{-}35)$$

Пример 8-4. Определить напряжение на разомкнутых концах вторичной обмотки трансформатора тока ТФН-110 на 400 А. Площадь сечения магнитопровода $S_м = 18{,}7 \cdot 10^{-4}$ м^2; средняя длина магнитного пути $l_м = 0{,}8$ м; магнитопровод намотан из ленточной электротехнической стали марки 3411. Число витков первичной обмотки $w_1 = 4$, а вторичной $w_2 = 320$.

Р е ш е н и е. Определяем удельную м. д. с.

$$F_{уд} = \frac{F_1}{l_м} = \frac{4 \cdot 400}{0{,}8} = 2000 \text{ А/м}.$$

По кривым рис. 8-28 для стали марки 3411 находим, что $E_{2уд} = 0{,}725 \cdot 10^4$ Тогда $E_{20} = 0{,}725 \cdot 10^4 \cdot 320 \cdot 18{,}7 \cdot 10^{-4} = 4338$ В.

Наложение вторичной обмотки на магнитопровод. Вторичная обмотка накладывается на предварительно изолированный магнитопровод (см. § 8-1). На тороидальные и овальные магнитопроводы вторичная обмотка накладывается равномерно по окружности. Если число витков вторичной обмотки не размещается по окружности в один слой, то она укладывается в несколько слоев, причем один слой обмотки отделяется от другого изоляционной лентой (киперной, из стеклоткани и т. п.), которая наматывается вполнахлеста. Верхний ряд обмотки распределяется равномерно по окружности магнитопровода (несмотря на то, что число витков в этом ряду может быть небольшим) и обматывается одним-двумя слоями изоляционной ленты.

Выводные концы вторичной обмотки обычно выполняются из гибкого медного провода марки РКГМ сечением 2,5 мм^2 по ГОСТ 16036—79. Выводные концы припаиваются ко вторичной обмотке медно-фосфористым припоем марки ПМФ-7 (или равноценным ему). Для надежного закрепления выводных концов из них образуют $^1/_2$ или $^3/_4$ первого и последнего витков вторичной обмотки и притягивают к магнитопроводу изоляционной лентой.

Следует остановиться на особенностях наложения вторичной обмотки в ТТ с разрезным магнитопроводом в жестком каркасе (рис. 8-29). После затвердевания каркаса *2* магнитопровода (выполненного в соответствии с рис. 8-3) он обматывается одним слоем ленты *8* из стеклоткани ЛСЭ толщиной 0,15 мм по ГОСТ 10156—78 вполнахлеста. Затем производится намотка первого слоя вторичной обмотки *6*. Так как магнитопровод после наложения вторичной обмотки будет разрезан на две части, то на каждую половину магнито-

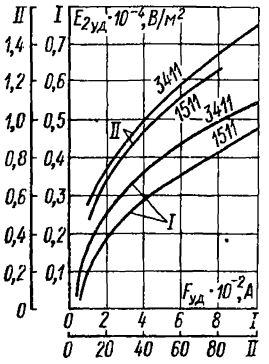


Рис. 8-28. Зависимость $E_{2уд}$ от $F_{уд}$ для кольцевых ленточных магнитопроводов

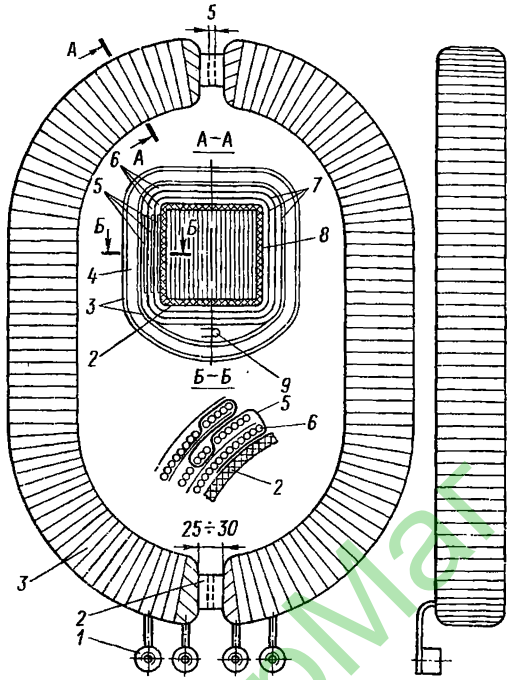


Рис. 8-29. Наложение вторичной обмотки на разрезной магнитопровод

провода наматывается только половина общего числа витков этой обмотки, образующая секцию вторичной обмотки. Витки вторичной обмотки наматываются равномерно по длине магнитопровода. Перехлестывания витков не должно быть. Первый слой вторичной обмотки покрывается двумя слоями *7* стеклянной ленты ЛСЭБ толщиной 0,15 мм и шириной 25 мм вполнахлеста. Таким же образом производится намотка последующих слоев вторичной обмотки и стеклянной ленты. Крайние витки в начале и в конце каждой секции закрепляются миткалевой лентой *5* (см. разрез *Б—Б*) по ГОСТ 4514—78 в двух местах (снаружи и внутри магнитопровода).

Выводные концы *9* вторичной обмотки выполняются из провода марки РКГМ сечением 2,5 мм^2. Они припаиваются к проводу вторичной обмотки. При нечетном числе слоев вторичной обмотки обратный выводной конец *9* (см. разрез *А—А*) изолируется одним слоем стеклянной ленты ЛСЭ. После этого производится наложение на обмотку одного слоя *3* киперной ленты вполнахлеста.

Таким же образом производится наложение другой секции вторичной обмотки и ее изолирование. Изолированная таким образом обмотка пропитывается лаком ФЛ-98 по ГОСТ 12294—68. На пропитанную обмотку накладываются два слоя технической

салфетки «Малимо» *4* и заматываются одним слоем киперной ленты *3*. Зачищенные выводные концы *9* вставляются в шлицы контактных зажимов *1* и припаиваются к ним. После припайки контактных зажимов магнитопровод с обмотками разрезается фрезой толщиной 5 мм на две части. Каждая часть разрезного магнитопровода устанавливается в форму и заливается эпоксидным компаундом.

8-3. МАСЛОРАСШИРИТЕЛИ И МАСЛОУКАЗАТЕЛИ

Маслорасширители. В трансформаторах тока с бумажно-масляной изоляцией при изменении температуры окружающей среды происходит изменение объема масла, сопровождающееся повышением или понижением его уровня. Для свободного изменения уровня масла в верхней части ТТ предусматривается резервуар, получивший название м а с л о р а с ш и р и т е л я. Конструктивно маслорасширитель представляет собой металлический сосуд (рис. 8-30, *а*), установленный в верхнем торце фарфорового изолятора, или же пространство в верхней части фарфоровой покрышки (рис. 8-30, *б*). Размеры маслорасширителя (его диаметр и высота) зависят от объема масла, находящегося в ТТ.

Изменение уровня масла в маслорасширителе (в сантиметрах) при изменении температуры масла в ТТ на $\Delta\vartheta$ градусов составляет

$$h = \alpha V \Delta\vartheta / S, \qquad (8\text{-}36)$$

где V — объем масла в ТТ при наименьшей температуре, см^3; S — площадь поперечного сечения маслорасширителя, см^2; $\alpha = 0{,}7 \cdot 10^{-3}$ К$^{-1}$ — температурный коэффициент объемного расширения масла.

Возможные изменения (перепад) температуры масла $\Delta\vartheta = \vartheta_1 - \vartheta_2$ определяются климатическими условиями и видом аппарата. Если $\vartheta_2 < 0$, то наибольший перепад температуры $\Delta\vartheta = |\vartheta_1| + |\vartheta_2|$. Максимальная расчетная температура масла ϑ_1 принимается равной наименьшей температуре окружающей среды, установленной для данного климатического исполнения ТТ. Так как трансформатор тока транспортируется, будучи заполнен маслом, то за наименьшую температуру ϑ_1 следует принимать минимальную температуру тех районов, через которые производится транспортировка ТТ. Высота маслорасширителя H должна быть в 1,5—1,7 раза больше возможного изменения уровня масла h (см. рис. 8-30).

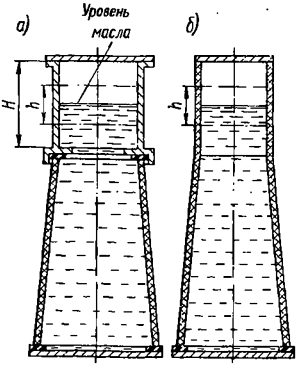


Рис. 8-30. К определению колебаний уровня масла

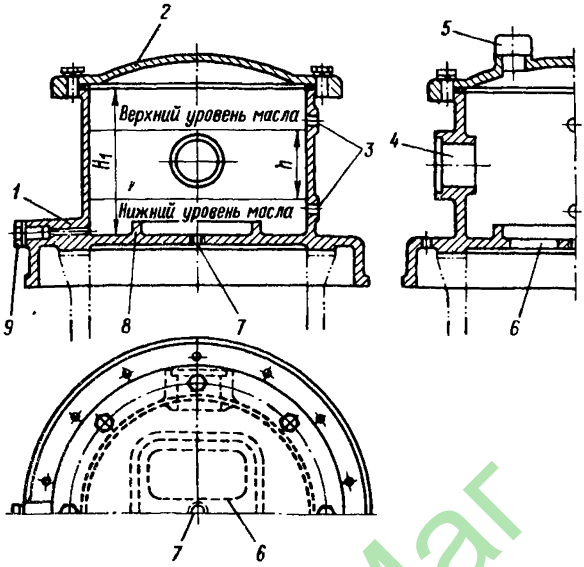


Рис. 8-31. Негерметичный маслорасширитель

Маслорасширители по своему конструктивному выполнению могут быть негерметичными и герметичными. В негерметичном маслорасширителе воздух, находящийся в пространстве над маслом, сообщается через дыхательный клапан с атмосферным воздухом. Следовательно, его влажность будет такой же, как влажность атмосферного воздуха. При понижении температуры окружающей среды избыток влаги в воздухе над маслом будет выпадать в масло, увлажняя изоляцию и понижая ее электрические характеристики.

На рис. 8-31 изображен негерметичный маслорасширитель, применяемый в ТТ серии ТФН (см. рис. 7-1 и 7-4). Маслорасширитель имеет фланец *1*, который служит для крепления его к фарфоровой покрышке. Контактные выводы от первичной обмотки проходят в отверстия *4*. Маслоуказатель присоединяется к отверстиям *3*. Отверстия *6* служат для прохода в маслорасширитель концов первичной обмотки, а отверстия *7* — для крепления стержня, поддерживающего первичную обмотку. В средней части днища имеется буртик *8*, препятствующий проникновению внутрь ТТ влаги, выпавшей из воздуха, находящегося над маслом. Для спуска этой влаги служит болт *9*. Маслорасширитель закрыт крышкой *2*, в которую ввернут дыхательный клапан *5*.

Маслорасширитель в зависимости от номинального первичного тока изготавливается из магнитного или немагнитного материала. В обычных конструкциях применение магнитных материалов ограничивается сравнительно небольшими номинальными токами (до

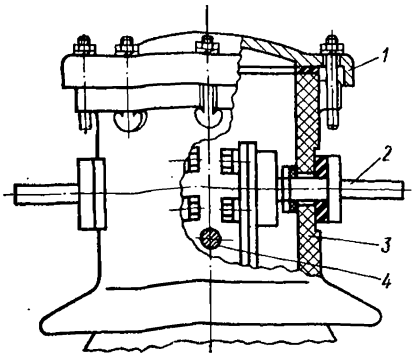
ЦентрМаг

400 А) из-за нагрева стенки вихревыми токами и потерями на перемагничивание. В ТТ на номинальные токи более 400 А маслорасширитель обычно отливается из силумина. Крышка маслорасширителя может изготавливаться из магнитного материала, однако ее часто делают из силумина для уменьшения массы, особенно в маслорасширителях большого диаметра.

Контактные выводы от первичной обмотки *Л1* и *Л2* (см. табл. 1-3) проходят в отверстия *4* в цилиндрической стенке маслорасширителя. Согласно практике, принятой в СССР, вывод *Л1* изолирован от маслорасширителя, а вывод *Л2* электрически соединен с ним. В зарубежной практике иногда изолируют вывод *Л2*, а *Л1* соединяют с маслорасширителем. Наконец, имеются конструкции ТТ, в которых оба вывода изолированы от маслорасширителя, а потенциал какого-либо вывода подается на маслорасширитель специальным проводником. Последнее конструктивное решение позволяет унифицировать оба вывода, хотя и требует лишних расходов на изоляцию второго вывода.

Все металлические части, находящиеся вблизи маслорасширителя, должны иметь потенциал первичной цепи за счет надежных электрических соединений. Несоблюдение указанного требования (например, при нарушении проводящей связи между деталями) привело бы к постоянному искрению в месте нарушения контакта из-за возникающей разности потенциалов между металлическими деталями в электрическом поле.

Другая конструкция негерметичного маслорасширителя показана на рис. 8-32. Здесь роль маслорасширителя выполняет фарфоровая покрышка *3*. Два одинаковых вывода первичной обмотки *2* проходят сквозь стенку фарфоровой покрышки. Первичная обмотка подвешивается к специальной металлической траверсе *4*, для крепления которой в стенках фарфоровой покрышки имеются еще два отверстия. Все отверстия надежно уплотнены для предотвращения попадания внутрь влаги и вытекания масла. Одно из этих отверстий используется для монтажа маслоуказателя. Маслорасширитель закрывается крышкой *1*. Использование части полости фарфоровой покрышки в качестве маслорасширителя, т. е. устранение металлических отливок, дает большой экономический эффект, хотя и связано с некоторыми технологическими трудностями.



Наименьший уровень масла в маслорасширителе должен быть несколько выше бумажной изоляции, наложенной на первичную обмотку.

Рис. 8-32. Негерметичный маслорасширитель как часть фарфоровой покрышки

В герметичном маслорасширителе воздух, находящийся над поверхностью масла, не соприкасается с наружным воздухом. Герметизация осуществляется различными средствами, вследствие чего герметичный маслорасширитель может быть: а) простым; б) с металлическим сильфоном; в) с резиновыми подушками; г) с масляным затвором; д) в виде отдельного бачка питания.

В простом герметичном маслорасширителе воздух, находящийся в пространстве над маслом, не сообщается с наружным воздухом. Объем воздуха в таком маслорасширителе должен быть значительно больше, чем в негерметичном, поэтому и получается он неконструктивным из-за очень больших габаритов. Объем такого маслорасширителя (в кубических сантиметрах) можно определить по формуле [14]:

$$V_1 = \frac{p_2\Theta_1\alpha V(\Theta_2 - \Theta_1)}{p_2\Theta_1 - p_1\Theta_2}, \qquad (8\text{-}37)$$

где Θ_1 и Θ_2 — термодинамическая наименьшая и наибольшая температура масла в ТТ, К; p_1 и p_2 — начальное и конечное давление воздуха в маслорасширителе, Па; α — коэффициент объемного расширения масла, $К^{-1}$; V — объем масла в ТТ, $м^3$, при температуре Θ_1.

Начальное давление воздуха в маслорасширителе принимается несколько большим атмосферного, обычно $(1{,}2—1{,}3)\cdot10^5$ Па; конечное давление воздуха $(2—2{,}5)\cdot10^5$ Па.

Для того чтобы представить, какой объем должен иметь герметичный маслорасширитель, решим небольшой пример.

Пример 8-5. Определить объем герметичного маслорасширителя ТТ. Объем масла $V = 1$ $м^3$; начальное давление воздуха $p_1 = 1{,}2\cdot10^5$ Па; конечное давление воздуха $p_2 = 2\cdot10^5$ Па. Наименьшая температура масла $\Theta_1 = 233$ К; наибольшая температура масла $\Theta_2 = 343$ К; коэффициент объемного расширения масла $\alpha = 0{,}7\cdot10^{-3}$.

Подставив указанные значения в формулу (8-37), получим

$$V_1 = \frac{2\cdot10^5\cdot233\cdot0{,}7\cdot10^{-3}\cdot1\cdot(343-233)}{2\cdot10^5\cdot233 - 1{,}2\cdot10^5\cdot343} = 0{,}660 \text{ м}^3.$$

Как видно из этого примера, объем простого герметичного маслорасширителя должен составлять приблизительно две трети объема масла в ТТ.

Простой герметичный маслорасширитель может применяться только при небольшом количестве масла в ТТ. Уменьшение количества масла достигается заполнением внутреннего пространства ТТ кварцевым песком. Например, фирма ASEA заполняет свои трансформаторы тока кварцевым песком и фарфоровыми сегментами [14].

Герметичный маслорасширитель с металлическим сильфоном изображен на рис. 8-33. Сильфон *9* из нержавеющей стали приварен к цилиндрам *2* и *5*. В крышке *6* имеется отверстие *7*, через которое происходит заполнение ТТ маслом. Это отверстие закрывается пробкой. Цилиндр *2* приварен к фланцу *1*, посредством

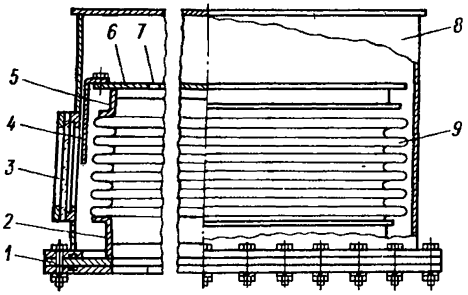


Рис. 8-33. Герметичный маслорасширитель с металлическим сильфоном

которого маслорасширитель крепится к ТТ. Снаружи сильфон закрыт колпаком *8*, высота которого позволяет сильфону растянуться. На крышке *6* закреплен флажок *4*, указывающий уровень масла в ТТ. Флажок виден сквозь стекло *3*.

Сильфон может сжиматься по высоте или растягиваться. Внутри сильфона находится трансформаторное масло, а снаружи — воздух. При нагреве масла и его расширении сильфон растягивается, а при охлаждении масла — сжимается. Сильфон должен выдерживать без повреждений весьма большое число деформаций. Объем сильфона (в кубических сантиметрах)

$$V_c = (1{,}3 \div 1{,}5)\,\alpha V\,(\vartheta_2 - \vartheta_1), \qquad (8\text{-}38)$$

где α — коэффициент линейного расширения масла, K^{-1}; V — объем масла в ТТ при температуре ϑ_2, $см^3$; ϑ_1 — наименьшая температура окружающей среды, при которой должен работать или транспортироваться ТТ, °С; ϑ_2 — наибольшая температура масла в ТТ с учетом нагрева его токоведущих частей первичным током, °С.

Герметичный маслорасширитель с резиновыми подушками показан на рис. 8-34. Он состоит из нижней части *1*, заполненной маслом, и верхней части с несколькими резиновыми подушками *2*, между которыми проложены прокладки, или с резиновой диафрагмой *6*. Нижняя часть соединяется с резиновыми подушками посредством гибкого шланга *3*. Сверху маслорасширитель закрыт кожухом *4*. Объем нижней части маслорасширителя несколько больше приращения объема масла при изменении температуры

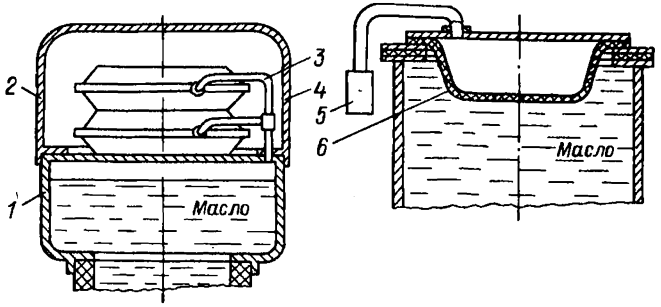


Рис. 8-34. Герметичный маслорасширитель с резиновыми подушками и диафрагмами

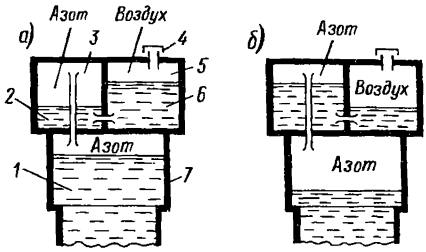


Рис. 8-35. Маслорасширитель с масляным затвором

окружающей среды и определяется по формуле (8-38). ТТ снабжен силикагелевым осушителем *5*.

При наименьшей температуре окружающей среды воздух в резиновых подушках отсутствует, т. е. подушки полностью сложены. По мере повышения температуры масла и находящегося над ним воздуха последний переходит из нижней части маслорасширителя в резиновые подушки и надувает их. Объем и конструкция подушек приняты такими, что имеется лишь ничтожное сопротивление наполнению их воздухом, т. е. наполнение происходит при практически постоянном давлении, равном атмосферному. Вследствие этого в материале оболочек (резина) не возникает сколько-нибудь значительных механических напряжений.

Следует отметить, что повреждение резиновой оболочки, например образование в ней трещин в результате старения резины после многолетней работы, не будет иметь серьезных последствий, так как подушки закрыты металлическим кожухом *4*, предохраняющим оболочки от непосредственного попадания на них влаги. При повреждении оболочки внешний воздух будет проникать в полость маслорасширителя через место повреждения в оболочке и гибкий шланг, т. е. ТТ превратится в негерметизированный. Однако ТТ с поврежденной подушкой может работать значительное время без заметного ухудшения качества изоляции.

Общий объем маслорасширителя с резиновыми подушками (в кубических сантиметрах) определяется формулой

$$V_{мр} = 3{,}2\alpha\, V\, (\vartheta_2 - \vartheta_1).$$

Маслорасширитель с масляным затвором, изображенный на рис. 8-35, содержит маслорасширитель *7*, азотную камеру затвора *3* и воздушную камеру затвора *5*. Масло *1* перетекает в маслорасширитель *7* из внутреннего объема ТТ при нагреве и вытекает обратно в ТТ при охлаждении. Верхняя левая камера затвора с помощью трубки соединяется с азотной подушкой маслорасширителя *7*. Азотная (левая) и воздушная (правая) камеры затвора соединяются между собой у самого дна посредством отверстия небольшого диаметра. При сборке ТТ эти камеры заполняются через отверстие клапана *4* затворным маслом *2* примерно до середины их высоты. Воздушная камера *5* затвора соединяется с атмосферой через дыхательный клапан *4*. Кроме упомянутых отверстий и трубок, в масляном затворе *6* не должно быть никаких отверстий и неплотностей, иначе работа его будет нарушена.

Центрмонтаж

При нагреве масла в ТТ и подъеме его уровня азот из пространства над маслом в маслорасширителе *7* вытесняется по трубке в полость азотной (левой) камеры затвора (рис. 8-35, *а*). Там давление, в свою очередь, несколько повышается, и затворное масло из левой камеры частично перетекает в правую через донное отверстие. Уровень масла в левой камере понижается, а в правой повышается. Излишек воздуха из правой, воздушной, камеры выходит наружу. При охлаждении масла в ТТ, наоборот, уровень его в маслорасширителе *7* понижается. В пространстве над маслом происходит разрежение. Азот перетекает из левой камеры в полость маслорасширителя *7*, уровень масла в левой камере затвора повышается, а в правой — понижается. Из атмосферы в правую часть засасывается свежий воздух (рис. 8-35, *б*).

Изоляционные свойства масла *2* в затворе большой роли не играют, поэтому для затвора можно подобрать сорт масла с достаточной вязкостью, низкой температурой застывания, незначительной гигроскопичностью и т. д. Маслорасширители с масляным затвором получили ограниченное применение. Они используются в некоторых английских трансформаторах тока.

Объем маслорасширителя *7* (в кубических сантиметрах)

$$V_{мр} = 1{,}2\alpha\, V\,(\vartheta_1 - \vartheta_2).$$

Объем каждой из камер (азотной и воздушной) будет

$$V_а = V_в = 1{,}2\alpha V\,(\vartheta_1 - \vartheta_2)\,\frac{\vartheta_1 + 273}{\vartheta_2 + 273}.$$

Общий объем маслорасширителя с масляным затвором

$$V_{общ} = V_{мр} + V_а + V_в.$$

Маслорасширитель в виде отдельного бачка питания изображен на рис. 8-36. ТТ заполняется маслом доверху без какой-либо газовой подушки. Отдельно стоящий бачок *3* расположен рядом с трансформатором тока *2* и соединяется с ним маслопроводом *1*. Бачок изготавливается из стали. Минимальное давление в бачке *3* равно гидростатическому давлению столба масла в ТТ (плюс атмосферное давление) либо может быть искусственно несколько повышено. Эти условия соответствуют наименьшей возможной температуре масла. При нагреве масла часть его перетекает из ТТ в нижнюю часть бачка *3*, повышая давление находящегося там газа. Необходимое давление в бачке устанавливается путем впуска сжатого газа (воздуха или азота) из баллона в бачок *3*. Объем бачка определяется по формуле (8-37). Применение выносного бачка позволяет значительно снизить высоту аппарата, поскольку отпадает необходимость в размещении маслорасширителя в верхней части ТТ. Расположение маслорасширителя в зоне заземленных частей ТТ упрощает наблюдение за состоянием и уровнем масла; маслоуказатель *4* находится рядом с наблюдателем. Очень просто осуществляется контроль над сохранением внутри бачка

ЦентрМаш

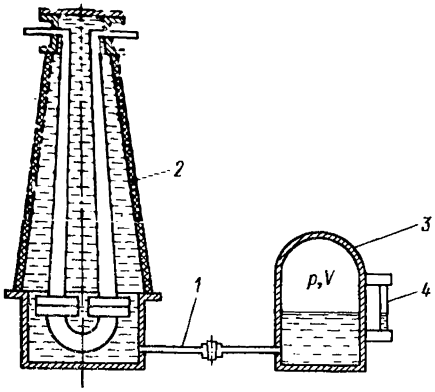


Рис. 8-36. Маслорасширитель с отдельно стоящим бачком питания

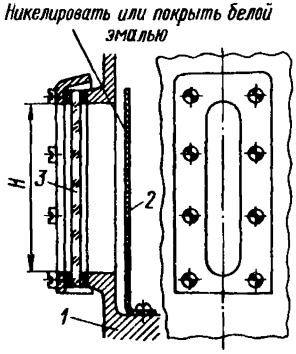


Рис. 8-37. Рамочный маслоуказатель

повышенного давления. Сжатый газ может быть добавлен из баллона внутрь бачка расширителя под контролем манометра без снятия напряжения с ТТ.

Маслоуказатели. К маслоуказателям ТТ с масляным заполнением предъявляются следующие требования:

1. Маслоуказатель на ТТ должен быть расположен таким образом, чтобы обеспечить хорошую видимость уровня масла. Для трансформаторов тока на напряжения 110—220 кВ расстояние от персонала, наблюдающего за уровнем масла, до ТТ составляет 5—6 м; для ТТ на более высокие напряжения это расстояние составляет 15—20 м. Пониженное освещение (пасмурный день) не должно затруднять наблюдения за уровнем масла.

2. Конструкция маслоуказателя должна быть такой, чтобы исключить неправильные показания его.

3. Исключается вредное влияние света на качество масла.

4. Обеспечивается экономичность и технологичность устройства. Изменение уровня масла в маслоуказателе такое же, как в самом ТТ, и определяется по формуле (8-36).

Размер активной части маслоуказателя H, т. е. длина части стеклянной пластины или стеклянной трубки, сквозь которую производится наблюдение за уровнем масла, должен быть в 1,2—1,5 раза больше возможного изменения уровня масла h.

По конструктивному выполнению маслоуказатели подразделяются на рамочные, трубчатые и поплавковые.

Рамочный маслоуказатель (рис. 8-37) представляет собой прямоугольное или круглое отверстие в стенке маслорасширителя *1*, закрытое прозрачной пластинкой *3* (из стекла или оргстекла). Для улучшения видимости уровня масла на расстоянии 5—15 мм от прозрачной пластины устанавливается экран *2*. Экраном служит металлическая никелированная или белая пластмассовая пластина или же окрашенная в белый цвет стенка корпуса. Тол-

Ценрмаг

щина стеклянной пластины 3—6 мм, а пластины из оргстекла — 4—8 мм. В герметичных трансформаторах, в которых имеется сильфон, уровень масла указывается флажком *4*, закрепленным на сильфоне (см. рис. 8-33).

Недостатки рамочного маслоуказателя: а) незначительный угол обзора; б) большая поверхность уплотнения; в) ухудшение качества масла под действием солнечных лучей (только в аппаратах наружной установки).

Трубчатый маслоуказатель (рис. 8-38 и 8-39). Основной его частью является прозрачная трубка (из стекла или оргстекла). Нижний конец трубки сообщается с маслорасширителем ТТ на отметке ниже минимального допустимого уровня масла. Верхний конец трубки сообщается с наружным воздухом (рис. 8-38) или же с воздухом, находящимся в маслорасширителе над маслом (рис. 8-39). На трубке или рядом с ней целесообразно иметь пометки о допустимых отклонениях уровня масла. Это может быть сделано гравированием на трубке, приклеиванием к трубке полосок из цветной пластмассы, нанесением рисок на защитную трубку или стягивающую шпильку либо установкой специальной шкалы. Наружный диаметр трубки маслоуказателя составляет 12—40 мм, толщина стенки стеклянной трубки 3—6 мм, как и трубки из оргстекла.

Недостатки трубчатого маслоуказателя: а) соприкосновение масла в трубке с наружным воздухом (возможно отсыревание масла); б) ухудшение свойств масла вследствие облучения масла солнечными светом. Соприкосновение масла с атмосферным воздухом может быть устранено установкой второго колена (см. рис. 8-39). Старение масла под действием солнца в этих указа-

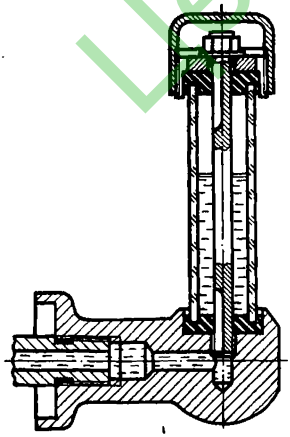


Рис. 8-38. Трубчатый маслоуказатель с одним коленом

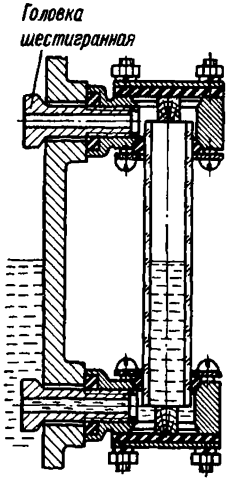
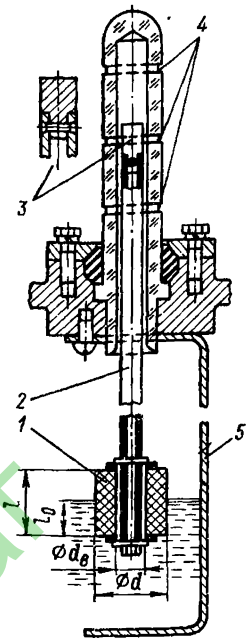


Рис. 8-39. Трубчатый маслоуказатель с двумя коленями

ЦентрМаг

Рис. 8-40. Поплавковый маслоуказатель



телях незначительно, так как конвекция масла в них ничтожна, а следовательно, старению подвергается очень малое количество масла.

Преимущества трубчатого маслоуказателя: а) применимость в аппаратах с любыми колебаниями уровня масла; б) хорошая обозреваемость; в) применимость в аппаратах, в которых кратковременно резко изменяется давление масла.

Поплавковый маслоуказатель (рис. 8-40). Уровень масла определяется поплавком *1*, плавающим на поверхности масла. Поплавок жестко связан посредством штока *2* с указательным буйком *3*, находящимся внутри трубки из оргстекла, на которой сделаны проточки *4* для указания уровня масла.

Поплавок изготавливается из пробки или пенопласта либо выполняется в виде пустотелого металлического или пластмассового шара (цилиндра). Толщина стенки металлического поплавка 0,5—0,8 мм, а пластмассового 2—3 мм. Чем меньше плотность материала поплавка, тем больше его размеры. Положение поплавка при отсутствии масла фиксируется скобой *5*. Буек изготавливается из металла или пластмассы и для лучшей видимости окрашивается в красный цвет. Шток изготавливается из стали круглого поперечного сечения диаметром 3—4 мм или из тонкостенной стальной (алюминиевой, латунной) трубки. Для уменьшения размеров полого поплавка его следует изготавливать из более легких материалов (алюминий, полиэтилен и др.). При расчете размеров поплавка плотность трансформаторного масла принимается равной 920 кг/м^3.

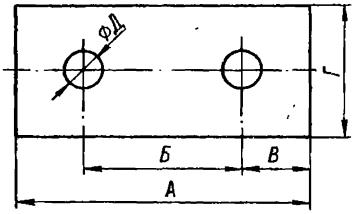
Преимущества поплавкового маслоуказателя: а) масло не подвергается воздействию солнечных лучей; б) возможно большое перемещение буйка или стрелки (при дополнительной передаче); в) хорошая видимость буйка или стрелки.

Более подробно конструкции маслоуказателей рассмотрены в [6].

8-4. КОНТАКТНЫЕ ВЫВОДЫ ОТ ПЕРВИЧНОЙ И ВТОРИЧНОЙ ОБМОТОК

Общие сведения. Контактные выводы от первичной и вторичной обмоток ТТ могут быть штыревыми или плоскими (ГОСТ 21242—75). Штыревые выводы представляют собой стержни с резь-

Центрмаг



$I_{1н}$, А	А	Б	В	Г	Д
630–1000	80	45	17,5	40	14
2000	100	60	20	50	18
3200	120	60	30	60	18

Рис. 8-41. Размеры плоских контактных выводов (мм)

бой, снабженные гайками, между которыми зажимаются подводящие шины. В зависимости от номинального тока и термической и динамической стойкости штыревые выводы могут иметь размеры (резьба метрическая): М10×1,5; М12×1,75; М16×2; М20×1,5; М24×2; М30×2; М33×2; М36×2; М42×3; М48×3 и М56×4. Плоские контактные выводы в зависимости от номинального тока должны иметь размеры, приведенные на рис. 8-41. Толщина плоского вывода не нормируется. Контактные выводы изготавливаются из меди, латуни, бронзы, алюминия и его сплавов. Они должны иметь надежное антикоррозионное покрытие (серебрение, никелирование, цинкование и др.).

Контактные выводы от первичной обмотки. Конструкция таких выводов зависит от рода установки ТТ и вида провода, из которого выполнена первичная обмотка. В одновитковых трансформаторах внутренней установки вывод составляет одно целое с первичной обмоткой и выполняется штыревым или плоским.

Контактный вывод в виде штыря бывает у ТТ, первичная обмотка которого представляет собой стержень *1* круглого поперечного сечения (рис. 8-42). На концах этого стержня, выступающих за пределы изоляционной конструкции *2*, нарезается резьба. На резьбовую часть навинчиваются гайки *6* и *7* для крепления подводящих шин *5*. Гайки *4* и *6* изготавливаются из цветного металла, а гайка *7* может быть и из черного. Вместо гаек *6* и *7* может применяться одна гайка *8*, снабженная стопорным винтом *9*.

Плоский контактный вывод легко получить, если первичная обмотка выполнена из трубы. Расплющивая концы трубы, полу-

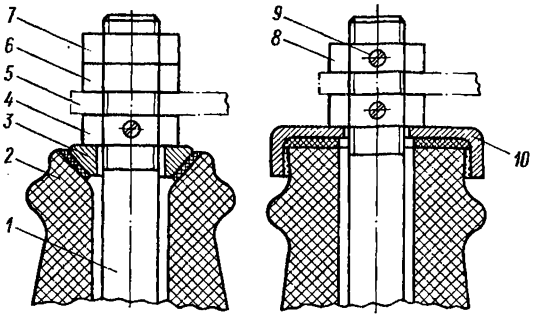


Рис. 8-42. Штыревые выводы

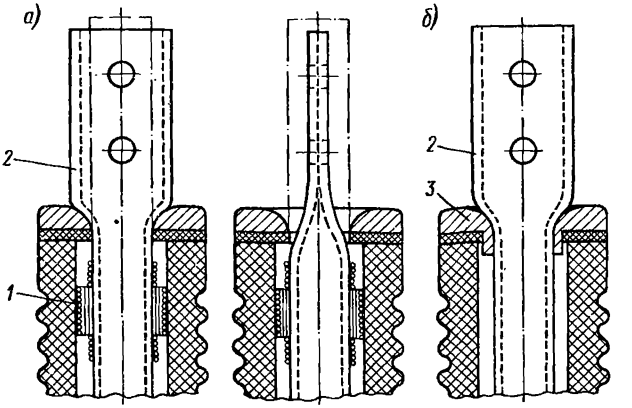


Рис. 8-43. Центрирование первичной обмотки

чаем плоские выводы *2* (рис. 8-43). В ТТ с фарфоровой изоляцией при расплющивании концов трубы происходит и закрепление ее в изоляторе.

Центрирование первичной обмотки в фарфоровом изоляторе обеспечивается конусной шайбой *3* или колпачком *10* (рис. 8-42) либо намоткой картонной ленты с закреплением ее крученым льняным шнуром *1* диаметром 1—1,5 мм (рис. 8-43, *а*) или же шайбой *3* с внутренним буртиком (рис. 8-43, *б*).

В многовитковых ТТ внутренней установки на небольшие номинальные токи концы первичной обмотки припаиваются к контактным выводам. В ТТ наружной установки контактный вывод первичной обмотки выходит наружу сквозь стенку металлического маслорасширителя или фарфоровой покрышки. К части вывода,

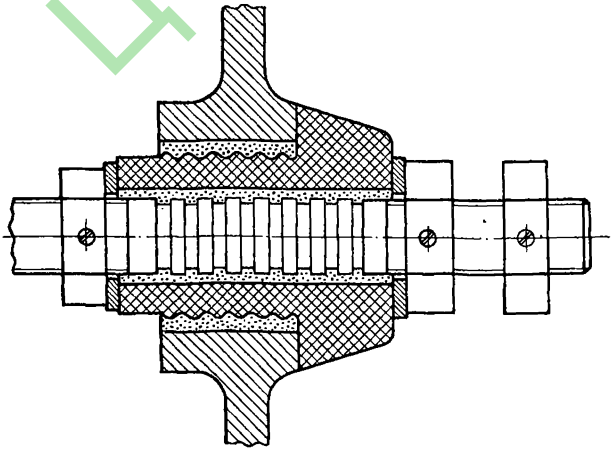


Рис. 8-44. Штыревой вывод

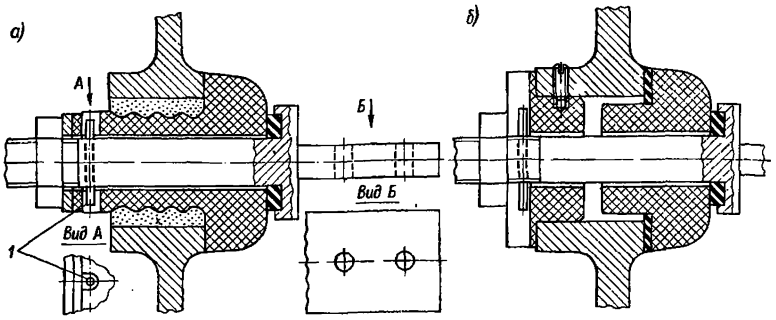


Рис. 8-45. Плоские выводы

расположенной внутри маслорасширителя, присоединяются концы первичной обмотки. К наружной части контактного вывода присоединяется наконечник подводящей шины.

Токоведущий стержень штыревого вывода на рис. 8-44 с обоих концов имеет резьбу. На его средней части имеются кольцевые проточки. На наружной поверхности буртиков, разделяющих проточки, сделана продольная накатка. Стержень поставлен в фарфоровый изолятор на глетно-глицериновой замазке, а изолятор закрепляется на той же замазке в стенке маслорасширителя. Глетно-глицериновая замазка обеспечивает герметизацию полости

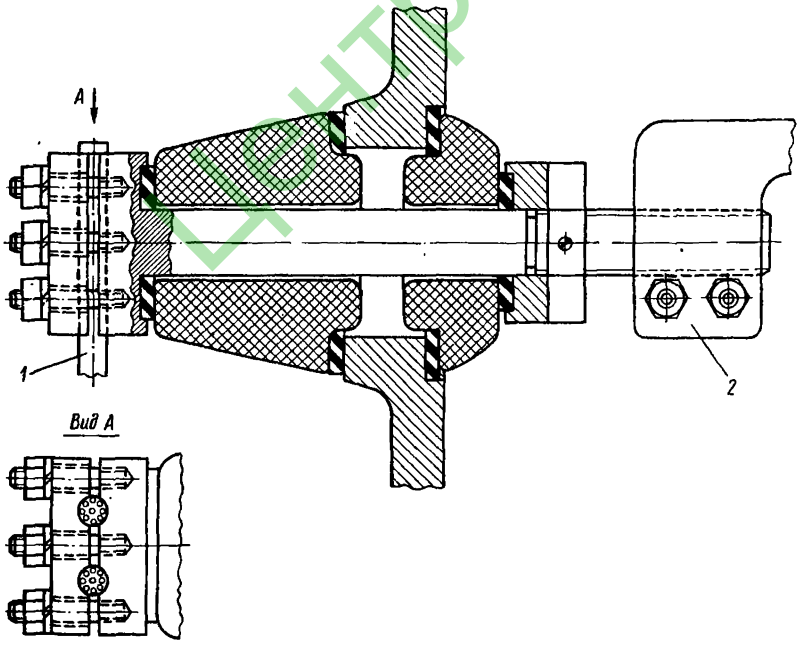


Рис. 8-46. Штыревой вывод с наконечником

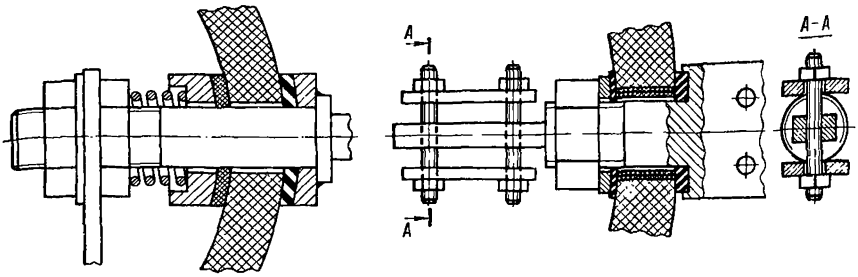


Рис. 8-47. Выводы через фарфор

маслорасширителя и предотвращает проворачивание токоведущего стержня.

На рис. 8-45 показаны две конструкции плоского вывода с механическим креплением токоведущего стержня в изоляторе. На рис. 8-45, *а* изолятор поставлен в маслорасширитель на глетноглицериновой замазке. Проворачивание токоведущего стержня предотвращается штифтом *1*. Конец стержня, находящийся внутри маслорасширителя, имеет резьбу. На рис. 8-45, *б* изображено механическое крепление изолятора в маслорасширителе.

На рис. 8-46 представлена конструкция вывода с усиленным креплением концов первичной обмотки *1* и со съемным плоским зажимом *2* для присоединения подводящей шины.

На рис. 8-47 показаны контактные выводы, проходящие сквозь стенки фарфорового маслорасширителя и отличающиеся друг от друга способом крепления стержня в изоляторе.

В ТТ, имеющих секционированную первичную обмотку, ее контактные выводы входят в состав переключателя секций. К этим выводам присоединяются начало первой секции и конец последней. Конец первой секции, начало последней, а также начала и концы промежуточных секций присоединяются к дополнительным контактным зажимам.

В ТТ внутренней установки первичная обмотка обычно состоит из двух секций. Начала и концы обеих секций выводятся наружу и оканчиваются контактной планкой. Начала *Л1* и *Н2* и концы *Л2* и *К1* обеих секций могут соединяться между собой посредством двух медных пластин. При параллельном соединении секций одна соединительная пластина присоединяется к планкам *Л1* и *Н2*, а другая — к планкам *К1* и *Л2*. При последовательном соединении обе пластины соединяются между собой и с планками *К1* и *Н2*.

В ТТ наружной установки первичная обмотка разделяется на две, три или четыре секции. Выводы секций могут быть расположены внутри маслорасширителя или выведены из него наружу. В первом случае при переключении секций приходится снимать крышку маслорасширителя. Во втором случае все переключения производятся снаружи маслорасширителя и нарушать герметизацию ТТ не требуется.

Центрум

На рис. 8-48 изображен переключатель секций первичной обмотки, применяемый в ТТ типа ТФНД110М. Переключатель расположен внутри маслорасширителя. При последовательном соединении (рис. 8-48, *а*) начало первой секции присоединяется к выводу *1*, а конец — к латунному стержню *2*. Начало второй секции присоединяется к латунному стержню *2*, а конец — к выводу *3*. При параллельном соединении (рис. 8-48, *б*) концы секций присоединяются к выводам *1* и *3*. Латунный стержень служит и для поддержания первичной обмотки: На рис. 7-8 был изображен переключатель секций, применяемый в трансформаторах тока серии ТФРМ500. Все концы обмоток выведены наружу, и посредством согнутых медных планок обмотки соединяются последовательно или параллельно.

На рис. 7-3 была изображена схема переключателя секций, применяемая в ТТ типа ТФЗМ220. Первичная обмотка этого ТТ состоит из четырех секций. Здесь имеется возможность получить три соединения: последовательное, последовательно-параллельное и параллельное — с первичными номинальными токами 500, 1000 и 2000 А соответственно.

При больших номинальных токах и высокой кратности тока динамической стойкости, на которые должен быть рассчитан ТТ, возникает проблема подведения первичного тока к зажимам переключателя. С одной стороны, становится затруднительным разведение концов секций первичной обмотки из-за их весьма большого сечения. В зависимости от примененного проводникового

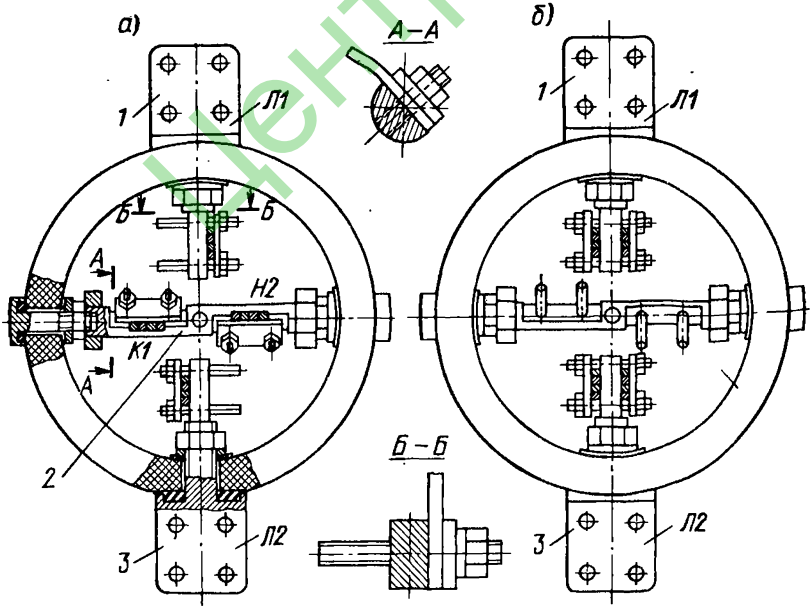


Рис. 8-48. Переключатель секций первичной обмотки (ТФНД)

Центрмаг

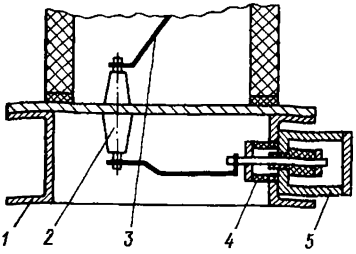


Рис. 8-49. Схема вывода концов вторичных цепей в ТТ серии ТФН

1 — цоколь; *2* — вывод вторичной обмотки; *3* — провод от вторичной обмотки; *4* — воздушные выводы; *5* — коробка с крышкой

материала (литца, круглая кабельная жила, полосовая или прутковая медь) разведение концов секций требует затраты бóльших или меньших усилий и часто может быть выполнено лишь с помощью специальных приспособлений. С другой стороны, свободно подходящие к зажимам концы секций могут испытывать весьма сильные толчки при сквозных токах короткого замыкания.

Точный расчет электродинамических усилий из-за сложной конфигурации взаимодействующих частей затруднителен. Однако простейшие формулы для параллельных проводников или проводников, расположенных под углом, позволяют оценить эти усилия. Так, например, при динамической стойкости 300 кА и четырех секциях первичной обмотки (при их параллельном соединении) в каждой секции будет проходить ток 75 кА. Если расстояние между секциями $a = 50$ мм, то на один сантиметр длины провода будет приходиться усилие

$$P = 2{,}04 i^2 \, 10^{-7}/a = 2{,}04 \, (75\,000)^2 \, 10^{-7} : 5 = 2293 \text{ Н}.$$

Если свободная длина конца первичной обмотки, подходящего к зажимам переключателя, равна 200 мм, этот участок будет

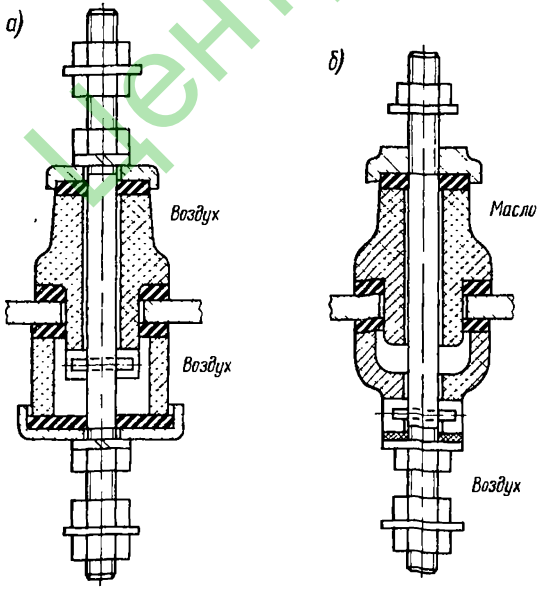


Рис. 8-50. Выводы вторичной обмотки с фарфоровой изоляцией

Центрмаш

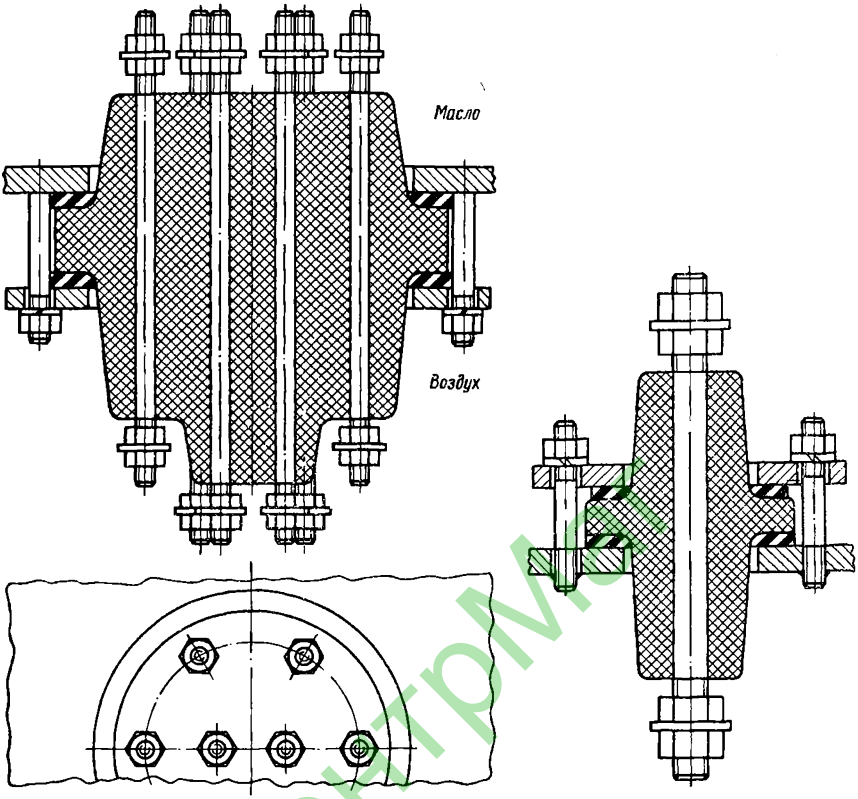


Рис. 8-51. Выводы с изоляцией из эпоксидного компаунда: групповой (слева) и одиночный (справа)

испытывать ударное усилие 45 860 Н. Такое усилие в состоянии разрушить контакт, а подчас и привести к замыканию между концами секций. Подобное положение требует серьезного внимания конструктора. В случае надобности следует предусмотреть специальное механическое крепление концов секций первичной обмотки, идущих к переключателю.

Контактные выводы от вторичной обмотки. Конструкция этих выводов зависит от типа ТТ и рода его установки. В ТТ с изоляцией из эпоксидного компаунда концы вторичной обмотки припаиваются к выводам *1* и вместе заливаются в эпоксидный компаунд (см. рис. 8-29).

В ТТ внутренней установки с фарфоровой изоляцией или с изоляцией из текстильной (стеклянной) ленты концы вторичной обмотки выводятся на специальные выводы *4*, закрепленные на ТТ (см. рис. 6-14). В ТТ наружной установки с бумажно-масляной изоляцией для вывода концов вторичных обмоток, находящихся в масле, сквозь металлическое дно (стенку) применяют небольшие

проходные изоляторы — вторичные выводы. Конструкция этих выводов должна быть маслоплотной.

Существуют конструкции оснований ТТ, в которых провода вторичной цепи на пути от вторичной обмотки к кабельной муфте проходят сквозь металлическую стенку второй раз уже вне полости, залитой маслом, т. е. из воздуха в воздух (рис. 8-49). В этих случаях применяют воздушные вторичные выводы упрощенной конструкции, например как на рис. 8-50, *а*. Конструкции выводов вторичной обмотки с фарфоровой изоляцией приведены на рис. 8-50, *б* [6].

На рис. 8-51 приведены конструкции выводов с изоляцией из эпоксидного компаунда. Для лучшего закрепления токоведущего стержня в эпоксидном компаунде на часть стержня нанесена продольная накатка.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА

9-1. НОВОЕ НАПРАВЛЕНИЕ В РАЗВИТИИ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ТОКА

Строительство межсистемных линий электропередач сверхвысокого напряжения постоянного и переменного тока, создание силовых установок с импульсными токами до 10^6 А и более, необходимость разработки эталонных устройств для измерения параметров процесса передачи электрической энергии в полевых и лабораторных условиях обусловили развитие новых методов измерения электрических величин на основе достижений оптоэлектроники, техники полупроводников и вычислительной техники. Наряду с известными методами измерения тока, основанными на использовании магнитной, электрической, радио-, тепловой, акустической, радиационной, оптической связи между первичными и вторичными цепями высоковольтных измерительных устройств, перспективными являются и оптико-электронные (ОЭ) методы. Их физическую основу составляют: преобразование входного электрического сигнала в световой, передача светового сигнала по оптическому каналу и его преобразование снова в электрический сигнал с последующим усилением.

Существует большое число реализаций ОЭ-методов [1, 8, 9], отличающихся друг от друга способом воздействия измеряемого параметра на световой сигнал (способом модуляции), видом модуляции и, наконец, конструктивным выполнением.

Поясним первые два наиболее важных признака упрощенной классификации ОЭ-методов на примере функциональных схем ОЭ-устройств для измерения тока (ОЭТТ).

ЦентрМаг

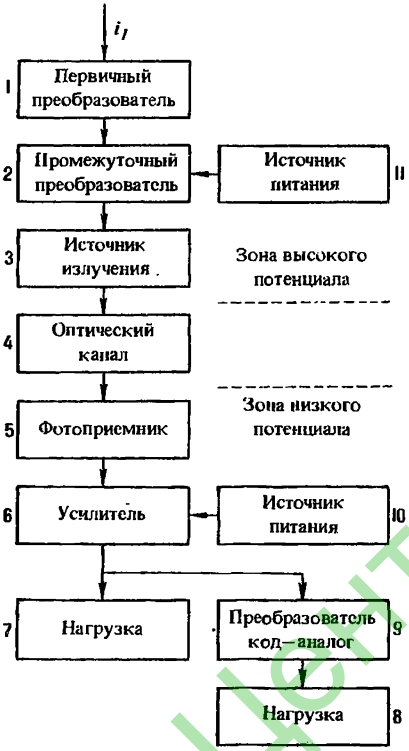


Рис. 9-1. Упрощенная структурная схема ОЭТТ с внутренней модуляцией

Рис. 9-2. Упрощенная структурная схема ОЭТТ с внешней модуляцией

В схеме на рис. 9-1 используется внутренняя модуляция интенсивности излучения. Измеряемый ток i_1 через первичный преобразователь *1* и промежуточный *2* воздействует на один из параметров источника излучения *3* таким образом, что его поток излучения изменяется во времени по детерминированному закону, определяемому видом используемой модуляции. Промежуточный преобразователь *2* получает питание от автономного источника *11*. Он и блоки *1—3* находятся под высоким потенциалом по отношению к земле. Поток излучения через оптический канал *4* поступает на фотоприемник *5*, расположенный в частях конструкции ОЭ-устройства, находящихся под потенциалом земли. Фотоприемник преобразует оптический сигнал в электрический, который

ЦентрМаг

затем через усилитель *6* с автономным источником питания *10* поступает параллельно на преобразователь кода в аналог *9* и нагрузку *8*, а также на нагрузку *7*. Внутренняя модуляция в такой схеме может быть следующих видов: амплитудной, в том числе прямой, когда несущей является неизменный ток или напряжение, амплитудно-импульсной, частотной, частотно-импульсной, кодоимпульсной и др. При всех видах амплитудной модуляции схема на рис. 9-1 несколько упрощается, так как отпадает необходимость в блоках *8* и *9*.

В схеме на рис. 9-2 используется внешняя модуляция интенсивности излучения, иначе говоря, измеряемая величина воздействует на характеристики потока излучения вне источника. Это осуществляется следующим образом. Поток излучения источника *2*, подключенного к источнику питания *1*, через линзу *3* и поворотные зеркала *4* поступает в ячейку Фарадея, содержащую поляризатор *5*, магнитооптический элемент *6* и анализатор *7*, где модулируется по амплитуде магнитным полем, созданным измеряемым током i_1. По обратному оптическому каналу *8* излучение поступает в фотоприемник *9*, который через усилитель *10*, имеющий автономный источник питания *12*, управляет работой нагрузки *11*. Подчеркнем, что вид модуляции в схеме зависит от первичного преобразователя измеряемой величины и может быть принципиально любым из перечисленных выше для внутренней модуляции.

По рассмотренным структурным схемам создаются измерительные устройства, называемые оптико-электронными трансформаторами тока (ОЭТТ):

1) дающие возможность обеспечить полную электрическую развязку цепи высокого напряжения от цепей вторичной коммутации, устранить нежелательные взаимные влияния этих цепей и обеспечить полную безопасность обслуживающего персонала;

2) упрощающие выполнение изоляции по сравнению с изоляцией обычных электромагнитных ТТ;

3) способные измерять токи в большом диапазоне с высокими быстродействием, точностью и помехозащищенностью, разрешающей способностью по частоте, широкополосностью;

4) имеющие любое требуемое число независимых выходов для подключения нагрузки с любым входным сопротивлением, с представлением информации в аналоговой или цифровой форме;

5) обладающие достаточно высокой надежностью за счет полного или частичного резервирования отдельных, наиболее ответственных блоков, стабильностью работы в диапазоне температур от —50 до +50 °С;

6) дающие возможность выполнить вариант конструкции, встраиваемой в коммутационные аппараты или их комплексы, за счет малогабаритности входящих элементов и небольшой их массы.

Наряду с перечисленными несомненными достоинствами ОЭТТ в сравнении с электромагнитными ТТ обладают рядом недостатков, обусловленных их принципом действия. Основные из них:

1) блокам преобразования оптического сигнала в электрический необходимы специальные источники питания;

2) мощность выходных цепей недостаточна для приведения в действие существующих комплектов защит на электромеханических реле, а ее повышение связано с большими технико-экономическими трудностями;

3) необходимость обеспечения высокой точности, надежности и стабильности работы во времени при изменении рабочих температур в широком диапазоне приводит к значительным усложнениям схем и, как следствие, к потере конкурентоспособности, особенно в конструкциях на низшие классы напряжений.

Однако эти недостатки следует считать временными, ибо по мере совершенствования схемных решений и элементной базы они будут вполне устранимы. В этом нет сомнений, потому что ОЭ-методы начали интенсивно развиваться сравнительно недавно. Впервые ОЭ-метод измерения тока с использованием магнитооптического эффекта Фарадея был предложен Г. В. Голодолинским [25]. Последние 20 лет разработкой теоретических основ, научно-исследовательскими и опытно-конструкторскими работами по созданию ОЭТТ занимается достаточно большое число исследовательских и учебных институтов. Созданы опытные образцы, использующие магнитооптический эффект Фарадея, арсенид-галлиевые лазерные диоды и светодиоды. Заметный вклад в разработку ОЭ-методов измерения тока и напряжения внесли ученые НИИ постоянного тока.

Электротехнические фирмы и научно-исследовательские институты ряда зарубежных стран (США, Японии, Франции, ФРГ, Англии) также уделяют значительное внимание разработке ОЭ-методов и ОЭТТ, о чем свидетельствует большое число печатных работ и патентов. Созданы лабораторные и опытные образцы с различными видами модуляции светового потока и разным конструктивным выполнением.

Внедрение ОЭТТ в электроэнергетику в основном зависит от успехов в разработке и внедрении релейной защиты, системной автоматики и измерительных приборов на элементах аналоговой и цифровой вычислительной техники с малым потреблением мощности от их выходных цепей. Этому направлению уделяется достаточно большое внимание. В настоящей главе дано описание ряда наиболее важных схем ОЭТТ, анализ их работы в переходных и установившихся режимах и конструктивные решения.

9-2. ОЭТТ С ВНЕШНЕЙ МОДУЛЯЦИЕЙ СВЕТОВОГО ПОТОКА

Оптико-электронные трансформаторы тока, использующие эффект Фарадея (ОЭТТФ), — универсальные аппараты, предназначенные для измерения постоянного, переменного и импульсного тока в установках и линиях любого напряжения.

Эффект Фарадея — поворот плоскости поляризации (плоскости колебания электрического вектора Ė) линейно поляризованного света, распространяющегося в веществе вдоль силовых линий магнитного поля, в частности созданного измеряемым током i_1. Угол поворота плоскости поляризации (в градусах)

$$\theta = Vl_я H, \tag{9-1}$$

где V — постоянная Верде, ... °/А, т. е. удельное магнитное вращение, равное углу поворота плоскости поляризации, приходящемуся на единицу длины пути света в веществе с общей длиной $l_я$, м, и на единицу напряженности магнитного поля, H, А/м.

Постоянная Верде зависит от свойств вещества ячейки, длины волны света и очень слабо — от температуры. Наибольшей V обладают ферромагнетики и оптически прозрачные вещества, такие, как сероуглерод и оптическое стекло «тяжелый флинт». Из (9-1) следует, что знак θ зависит от знака H. Поэтому, если свет проходит в поле дважды, вдоль и против силовых линий поля, то величина θ удваивается.

Простейшая схема ОЭТТФ содержит источник, дающий параллельный пучок света с помощью какой-либо коллимирующей системы, поляризатор, ячейку Фарадея, анализатор и фотоприемник, включенный на вход усилителя. При $i_1 = 0$ световой поток, вышедший из анализатора (в люменах),

$$\Phi_а = \Phi_п \cos^2 \beta, \tag{9-2}$$

где $\Phi_п$ — световой поток за поляризатором, лм; β — угол между плоскостями поляризации поляризатора и анализатора (угол скрещивания), который устанавливается предварительно при настройке ОЭТТФ в пределах от 0 до 90°. При $i_1 \neq 0$

$$\Phi_а = \Phi_п \cos^2 (\beta + \theta). \tag{9-3}$$

Равенством (9-3) описывается амплитудная модуляция линейно поляризованного света магнитным полем, созданным измеряемым током i_1. Ясно, что точность такой системы зависит от действия посторонних магнитных полей, созданных токами соседних фаз, соседних присоединений или обратным током однофазной системы. Для увеличения точности принципиальная схема ОЭТТФ выполняется дифференциальной с двумя ячейками Фарадея (рис. 9-3). Так как схема симметрична в оптическом отношении, рассматривается прохождение светового потока источника излучения по одному плечу, затем результаты распространяются на весь аппарат.

Световой поток (в люменах), падающий на поляризатор *П1*, после отражения от зеркала *З1* определяется выражением

$$\Phi_{П1} = \frac{d_{Д1}^2 e^{-\alpha_1 (l_1 + l_2)}}{d_{Л1} \left[d_{Л1} + \frac{d_0}{f_0} (l_1 + l_2) \right]} \Phi_0, \tag{9-4}$$

Центрмаг

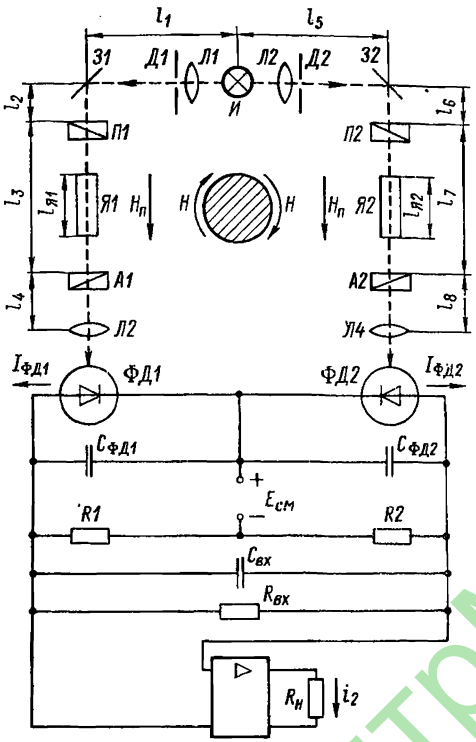


Рис. 9-3. Принципиальная схема дифференциального ОЭТТФ

где $\Phi_0 = \int_\Omega Id\Omega$ — световой поток, падающий на линзу *Л1*, лм; Ω — телесный угол, под которым видна линза *Л1* из центра источника излучения *И*, ср; I — сила света, кд; $d_{Л1}$ — диаметр линзы *Л1*, м; $d_{Д1}$ — диаметр диафрагмы *Д1*, м; d_0 — эквивалентный диаметр источника света *И*, м; f_0 — фокусное расстояние линзы, м; l_1 — расстояние между линзой *Л1* и зеркалом *З1*, м; l_2 — расстояние между *З1* и *П1*, м; α_1 — коэффициент поглощения среды, заполняющий пространство между *Л1* и *З1*.

За поляризатором световой поток

$$\Phi_{П1} = 0{,}5\frac{d_{Д1}^2 e^{-\alpha_1(l_1+l_2)}}{d_{Л1}\left[d_{Л1} + \frac{d_0}{f_0}(l_1+l_2)\right]}\Phi_0. \qquad (9\text{-}5)$$

Световой поток, вышедший из анализатора,

$$\Phi_{A1} = 0{,}5\frac{d_{Д1}^2 e^{-\alpha_1(l_1+l_2)}e^{-\alpha_2 l_3}}{d_{Л1}\left[d_{Л1} + \frac{d_0}{f_0}(l_1+l_2+l_3)\right]}\Phi_0\cos^2(\beta+\theta), \qquad (9\text{-}6)$$

где α_2 — обобщенный коэффициент поглощения материала ячейки Фарадея, поляризатора *П1* и анализатора *А1*; l_3 — длина хода луча в поляризаторе *П1*, магнитооптическом веществе и анализаторе *А1*, м; $\theta = Vl_я k_i i_1 = k_я i_1$ — угол поворота плоскости поляризации; k_i — коэффициент преобразования, связывающий измеряемый ток i_1 с напряженностью магнитного поля H, зависящий от геометрии токопровода, магнитных свойств среды и расстояния между токопроводом и осью луча, проходящего по магнитооптическому веществу, 1/м.

Фотоприемник *ФД1* принимает поток

$$\Phi_1 = k_1\Phi_0\cos^2(\beta+\theta), \qquad (9\text{-}7)$$

ЦентрМаг

где

$$k_1 = 0{,}5\,\frac{d_{Д1}^2 e^{-\alpha_1 (l_1+l_2+l_4)} e^{-\alpha_2 l_3}}{d_{Л1}\left[d_{Л1} + \frac{d_0}{f_0}(l_1+l_2+l_3+l_4)\right]};$$

l_4 — расстояние от выходной плоскости анализатора $A1$ до линзы $Л2$, в фокусе которой установлен фотоприемник $ФД1$, м.

Выражение (9-7) дано без учета потерь светового потока на френелевское отражение от поверхностей оптических деталей, потерь в линзах, а также в предположении, что $\alpha_1 = \text{const}$ на расстоянии $l_1 + l_2 + l_3 + l_4$ от источника света.

Для построения линейного ОЭТТФ, предназначенного для измерения переменного тока любой формы, наиболее целесообразно выполнить систему с углом $\beta = 45°$. При $\beta_1 = 45°$ и одновременном действии магнитного поля помехи $H_п$ (в направлении, указанном на рис. 9-3) и магнитного поля H измеряемого тока i_1, проходящего по токопроводу, для левого плеча

$$\Phi_1(j\omega) = k_1\Phi_0 \cos^2[45° - V_1 l_{Я1} k_{i_1} I_1(j\omega) + V_1 l_{Я1} H_п], \qquad (9\text{-}8)$$

где $I_1(j\omega)$ — частотный спектр тока i_1.

Для правого плеча системы при $\beta_2 = 45°$ и действии $H_п$ и H световой поток, принимаемый $ФД2$, будет

$$\Phi_2(j\omega) = k_2\Phi_0 \cos^2[45° + V_2 l_{Я2} k_{i_2} I_1(j\omega) + V_2 l_{Я2} H_п], \qquad (9\text{-}9)$$

где

$$k_2 = 0{,}5\,\frac{d_{Д2}^2 e^{-\alpha_1 (l_5+l_6+l_8)} e^{-\alpha_2 l_7}}{d_{Л2}\left[d_{Л2} + \frac{d_0}{f_0}(l_5+l_6+l_7+l_8)\right]}.$$

Модуляционные характеристики ОЭТТФ $\Phi_1 = f_1(\theta)$, $\Phi_2 = f_2(\theta)$, построенные для $\beta_1 = \beta_2 = 45°$, приведены на рис. 9-4. Они совпадут только при условии $k_1 = k_2 = k$. Добиться равенства k_1 и k_2 в реальных условиях просто, так как эти величины определяются многими параметрами, которые можно варьировать. Но это обусловливает и легкость нарушения равенства k_1 и k_2 при длительной эксплуатации аппарата в условиях вибраций, изменения температуры в широком диапазоне, переменной влажности. По-

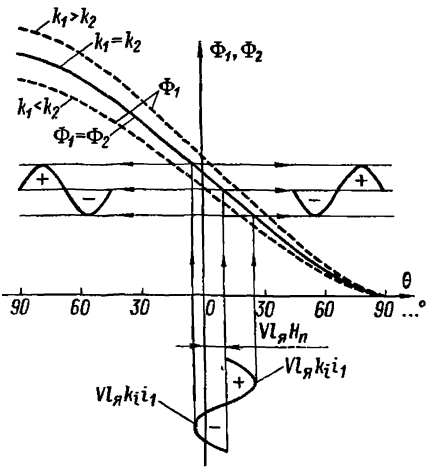


Рис. 9-4. Модуляционные характеристики ОЭТТФ при $\beta_1 = \beta_2 = 45°$

Центрмаг

этому необходимо принимать жесткие меры по стабилизации этих коэффициентов.

Далее рассматривается преобразование световых потоков, падающих на фотоприемники, в электрические сигналы и их усиление, причем до сих пор преобразования измеряемого тока были практически безынерционными. Отрицательное смещение на p—n-переходах фотодиодов (наилучших фотоприемников для ОЭТТ) обеспечивает их работу с частотной характеристикой, которая описывается уравнением

$$I_{ФД}(j\omega) = \frac{\gamma_0 \Phi(j\omega)}{1 + j\omega\tau_{ФД}}, \qquad (9\text{-}10)$$

где $\tau_{ФД}$ — постоянная времени фотодиода, с; γ_0 — интегральная чувствительность фотодиода (по паспорту) к стандартному источнику излучения типа А, А/лм.

Каждый фотодиод — это генератор тока с бесконечно большим внутренним сопротивлением. С учетом обозначений рис. 9-3 и выражений (9-8), (9-10) определяем входное напряжение (в вольтах) усилителя $U_{вх1}(j\omega)$ от действия $I_{ФД1}(j\omega)$:

$$U_{вх1}(j\omega) = \frac{k_1\gamma_1\Phi_0 Z_1(j\omega)}{1 + j\omega\tau_{ФД1}} \cos^2[45° - V_1 l_{Я1} k_i I_1(j\omega) + V_1 l_{Я1} H_п], \qquad (9\text{-}11)$$

где

$$Z_1(j\omega) = \frac{cR_1R_2 + bR_1R_{вх}}{bcR_1 + acR_2 + cbR_{вх}}$$

— полное сопротивление нагрузки фотодиода $ФД1$, Ом; $a = 1 + j\omega\tau_1$; $b = 1 + j\omega\tau_2$; $c = 1 + j\omega\tau_{вх}$; $\tau_1 = R_1C_{ФД1}$; $\tau_2 = R_2C_{ФД2}$; $\tau_{вх} = R_{вх}C_{вх}$ — постоянные времени участков цепи, с; $R_{вх}$, $C_{вх}$ — сопротивление и емкость входной цепи усилителя, Ом и Ф; R_1, R_2 — сопротивления, выполняющие роль основной нагрузки фотодиодов, включающие в себя и сопротивление p—n-перехода фотодиодов темновому току, Ом; $C_{ФД1}$, $C_{ФД2}$ — межэлектродные емкости фотодиодов.

Входное напряжение $U_{вх2}(j\omega)$ (в вольтах) от действия $I_{ФД2}(j\omega)$ с учетом (9-9), (9-10) и обозначений рис. 9-3 находим следующим образом:

$$U_{вх2}(j\omega) = \frac{k_2\gamma_2\Phi_0 Z_2(j\omega)}{1 + j\omega\tau_{ФД2}} \cos^2[45° + V_2 l_{Я2} k_i I_1(j\omega) + V_2 l_{Я2} H_п], \qquad (9\text{-}12)$$

где

$$Z_2(j\omega) = \frac{aR_2R_{вх} + cR_1R_2}{bcR_2 + acR_1 + abR_{вх}}.$$

Суммарное входное напряжение усилителя с учетом допущений $V_1 = V_2 = V$; $l_{Я1} = l_{Я2} = l_Я$; $k_1 = k_2 = k$; $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$; $R_1 =$

$= R_2 = R$; $C_{ФД1} = C_{ФД2} = C_{ФД}$; $\tau_{ФД1} = \tau_{ФД2} = \tau_{ФД}$ и $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ будет

$$U_{вх}(j\omega) = U_{вх\,1}(j\omega) - U_{вх\,2}(j\omega) = \frac{k\gamma\Phi_0 \sin\{2Vl_Я k_i I_1(j\omega)[R(1+j\omega\tau_{вх}) + R_{вх}(1+j\omega\tau)]\}}{(1+j\omega\tau_{ФД})(1+j\omega\tau)[2R(1+j\omega\tau_{вх}) + R_{вх}(1+j\omega\tau)]}. \quad (9\text{-}13)$$

Предполагается, что амплитудно-частотная характеристика усилителя при частотах, содержащихся в спектре тока i_1, не зависит от частоты, т. е. определяется коэффициентом усиления $k_у$. Тогда выходной ток усилителя

$$I_2(j\omega) = \frac{U_{вх}(j\omega)\,k_у}{R_н} = k_э(j\omega)\,\Phi_0 \sin[2Vl_Я k_i I_1(j\omega)], \quad (9\text{-}14)$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки усилителя, Ом; $k_э(j\omega)$ — комплексный коэффициент преобразования.

Если использовать только линейный участок модуляционной характеристики ячеек Фарадея, то равенство (9-14) примет вид

$$I_2(j\omega) = 2Vl_Я k_i \Phi_0 k_э(j\omega)\,I_1(j\omega) = k_Σ(j\omega)\Phi_0 I_1(j\omega), \quad (9\text{-}15)$$

где $k_Σ(j\omega) = 2Vl_Я k_i k_э(j\omega)$ — комплексный коэффициент преобразования (чувствительность) аппарата для различных круговых частот (при $\Phi_0 = \text{const}$).

При измерении постоянного тока формулы (9-14) и (9-15) примут вид:

$$I_2 = \frac{k k_у \gamma_0 R(R + R_{вх})}{R_н(2R + R_{вх})}\Phi_0 \sin(2Vl_Я k_i I_1) = k_4'\Phi_0 \sin(2Vl_Я k_i I_1); \quad (9\text{-}16)$$

$$I_2 = 2k_4 Vl_Я k_i \Phi_0 I_1 = k_Σ'\Phi_0 I_1. \quad (9\text{-}17)$$

Из рассмотренных модуляционных характеристик ячеек Фарадея и основных уравнений (9-13)—(9-17), описывающих работу аппарата, можно сделать следующие выводы:

1) ОЭТТФ не изменяет выходного параметра при наложении магнитного поля $H_п$ на рабочее магнитное поле, если при $i_1 = I_m$ работа происходит на линейном участке модуляционной характеристики; в противном случае будет наблюдаться резкий рост погрешностей и появление высших гармонических в выходном сигнале [7, 9, 41];

2) магнитное поле помехи может быть переменным во времени и пространстве, что не сказывается на работе аппарата, если поле однородно в зоне обеих ячеек, а фотоприемники *ФД1* и *ФД2* включены дифференциально;

3) если вектор $H_п$ по модулю больше некоторого критического значения $H_{п.кр}$, но занимает определенное положение в пространстве, приводящее к резкому росту погрешностей, то необходимо сориентировать ячейки Фарадея так, чтобы вектор $H_п$ был ортогонален направлению хода луча в магнитооптическом веществе модуляторов;

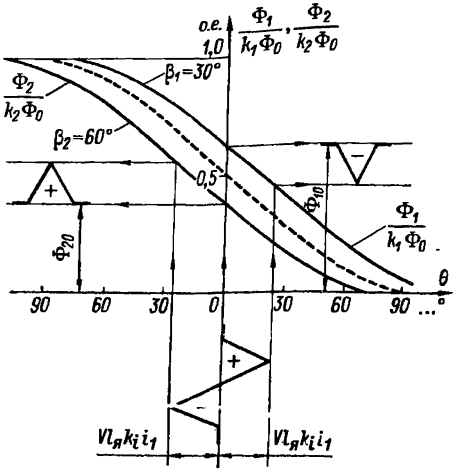


Рис. 9-5. Модуляционные характеристики ОЭТТФ при $\beta_1 = 30°$ и $\beta_2 = 60°$

4) если один из коэффициентов, k_1 или k_2, меняется по каким-либо причинам, а другой постоянен, то выходной параметр также изменяется на величину, пропорциональную изменению соответствующего коэффициента;

5) при дифференциальном включении фотоприемников суммарный сигнал, снимаемый с их нагрузочных резисторов *R1* и *R2*, равен сумме сигналов каждого фотоприемника;

6) изменение величины Φ_0, как и одновременное изменение (в одну сторону) коэффициентов k_1 и k_2 по каким-либо причинам, приводит к изменению выходного параметра на величину, пропорциональную удвоенному изменению указанных трех величин; отсюда вытекают жесткие требования к стабильности светового потока источника излучения, юстировке плеч оптической системы, неизменности коэффициентов преобразования отдельных элементов ОЭТТФ.

Если дифференциальный ОЭТТФ используется для измерения униполярных импульсов, целесообразно принять $\beta_1 = 30°$ в левой ячейке и $\beta_2 = 60°$ — в правой. Модуляционные характеристики для этого случая при $k_1 = k_2$ представлены на рис. 9-5. Углы $\pm 2Vl_я k_i i_1 = \pm 30°$, соответствующие линейным участкам характеристик, можно получить, увеличив в два раза $l_я$ или уменьшив на определенную величину расстояние между осью магнитооптического вещества и токопроводом, т. е. увеличив в два раза k.

При $i_1 = 0$ световой поток Φ_{10} значительно больше потока Φ_{20} (первые индексы означают номера плеч ОЭТТФ); в результате на выходе усилителя устанавливается начальный ток I_0. Его можно скомпенсировать, подавая на усилительный каскад смещение, равное смещению, создаваемому входным сигналом при $i_1 = 0$, но противоположного знака. Если $i_1 > 0$, то при дифференциальном включении фотодиодов i_2 будет равен суммарной реакции плеч и усилителя ОЭТТФ на любое изменение измеряемого тока.

Данный анализ справедлив для аппаратов на любой класс напряжения, с любой формой и уровнем измеряемого тока, однако параметры, определяющие коэффициенты k_1 и k_2, будут зависеть от конкретных конструктивных решений и в каждом случае должны уточняться.

Центрэнергоприбор

9-3. ОЭТТ С ВНУТРЕННЕЙ МОДУЛЯЦИЕЙ СВЕТОВОГО ПОТОКА

ОЭТТ с амплитудной модуляцией (ОЭТТА). Арсенидгаллиевые полусферические светодиоды, серийно выпускаемые промышленностью и дающие инфракрасное излучение с длиной волны 0,9 мкм, наиболее пригодны для создания ОЭТТ, так как работают в непрерывном режиме, обладают достаточно большой мощностью излучения и стабильностью характеристик во времени. Люменамперная характеристика светодиода, т. е. зависимость излучения Φ_0 от постоянного тока $I_с$, проходящего через p—n-переход, линейна при токе от 5 мА до $I_{с.\,н}$, причем угол наклона ее к оси $I_с$ в значительной степени зависит от температуры окружающей среды T, что объясняется физическими свойствами структуры светодиода. Последнее обстоятельство играет решающую роль в выборе вида модуляции потока излучения светодиода, что в конечном счете определяет принципиальную схему ОЭТТ.

Все схемы ОЭТТ с амплитудной модуляцией сравнительно просты, обладают высоким быстродействием, однако требуют специальных мер компенсации температурной нестабильности светодиода и фотодиода. Теоретические и экспериментальные исследования показали, что наилучшим решением является передача по оптическому каналу информации об измеряемом токе совместно с калибрующим сигналом. Его сущность поясняется структурной схемой [2], показанной на рис. 9-6.

К преобразователю *1* и калибрующему генератору *10* с неизменным выходным сигналом подключен светодиод *2*. Он через оптический канал *3* имеет связь с фотоприемником *4*. К выходу фотоприемника подключен фильтр *5* разделения рабочего и калибрующего сигналов, один из выходов которого соединен с входной цепью усилителя *6*, связанного через демодулятор рабочего сигнала *7* с нагрузкой *8*. К другому выходу фильтра *5* подключен демодулятор калибрующего сигнала *9*, выходная цепь которого соединена с эле-

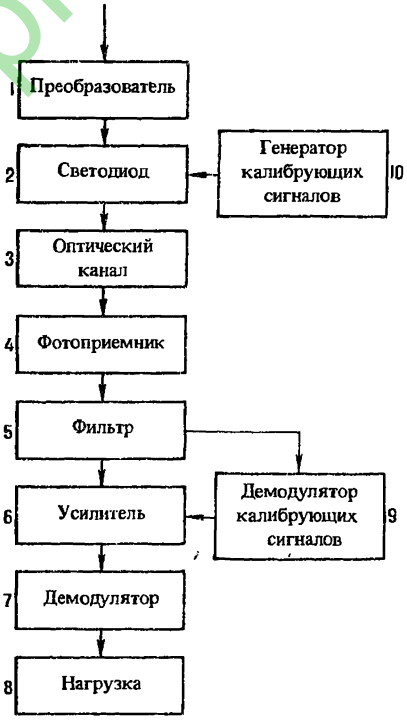


Рис. 9-6. Структурная схема ОЭТТА с калибрующим сигналом

ментами усилителя *6*, влияющими на его коэффициент усиления. Калибрующий сигнал должен при этом отличаться частотным, временным или амплитудным признаком от рабочего сигнала во всем его диапазоне. Если при каких-то внешних условиях установлен определенный коэффициент усиления усилителя и на выходе ОЭТТ создается рабочий сигнал требуемого уровня, то изменения условий внешней среды, в том числе и температуры, окажут одинаковое воздействие на коэффициент передачи рабочего и калибрующего сигналов. Вследствие этого уровень калибрующего сигнала на входе демодулятора *9* и соответственно параметр, воздействующий на изменение коэффициента усиления усилителя, изменяются так, чтобы выходной рабочий сигнал измерительного устройства оставался неизменным при неизменном I_1.

Использование частотно-импульсной, широтно-импульсной (времяимпульсной) модуляции, а также кодирования для передачи информации об измеряемом токе по оптическому каналу приводит к значительному усложнению схемных решений ОЭТТ, позволяя, однако, получить высокие метрологические свойства аппарата без специальных мер компенсации температурной нестабильности элементов оптического канала. Однако при наибольшей для данного климатического исполнения положительной температуре, когда мощность излучения светодиода и интегральная чувствительность фотоприемника минимальны, при сложных видах модуляции потока излучения светодиодов тоже приходится решать задачу получения требуемой точности при измерении малых токов в нормируемом диапазоне.

Рассмотрим некоторые схемы и работу аппаратов с внутренней модуляцией потока излучения светодиодов.

На рис. 9-7 представлена принципиальная схема импульсного ОЭТТА, предназначенного для осциллографирования униполярных импульсов тока высокого напряжения с фронтами длительностью не менее 50 мкс и амплитудой до 10^6 А в контурах, не допускающих заземления.

Схема передающего блока построена по принципу усилителя постоянного тока (УПТ) с глубокой отрицательной обратной связью. Для повышения температурной стабильности схемы усилительная часть выполнена в виде дифференциального каскада (транзисторы *Т1* и *Т3*). В качестве источника питания схемы используются батареи с общим напряжением 4,5 В. Так как в процессе работы батарея разряжается, то в схеме предусмотрены меры по стабилизации коэффициента усиления путем стабилизации тока нагрузки *Т3*.

В исходном состоянии при $i_1 = 0$ потенциал базы *Т1* равен нулю (*Т1* через шунт *Ш* замкнут на общий провод схемы). В этом случае через светодиод *Д2* типа У17А протекает ток смещения, равный 20 мА. Установка смещающего тока, играющего роль калибрующего сигнала, производится при помощи резистора *R4*

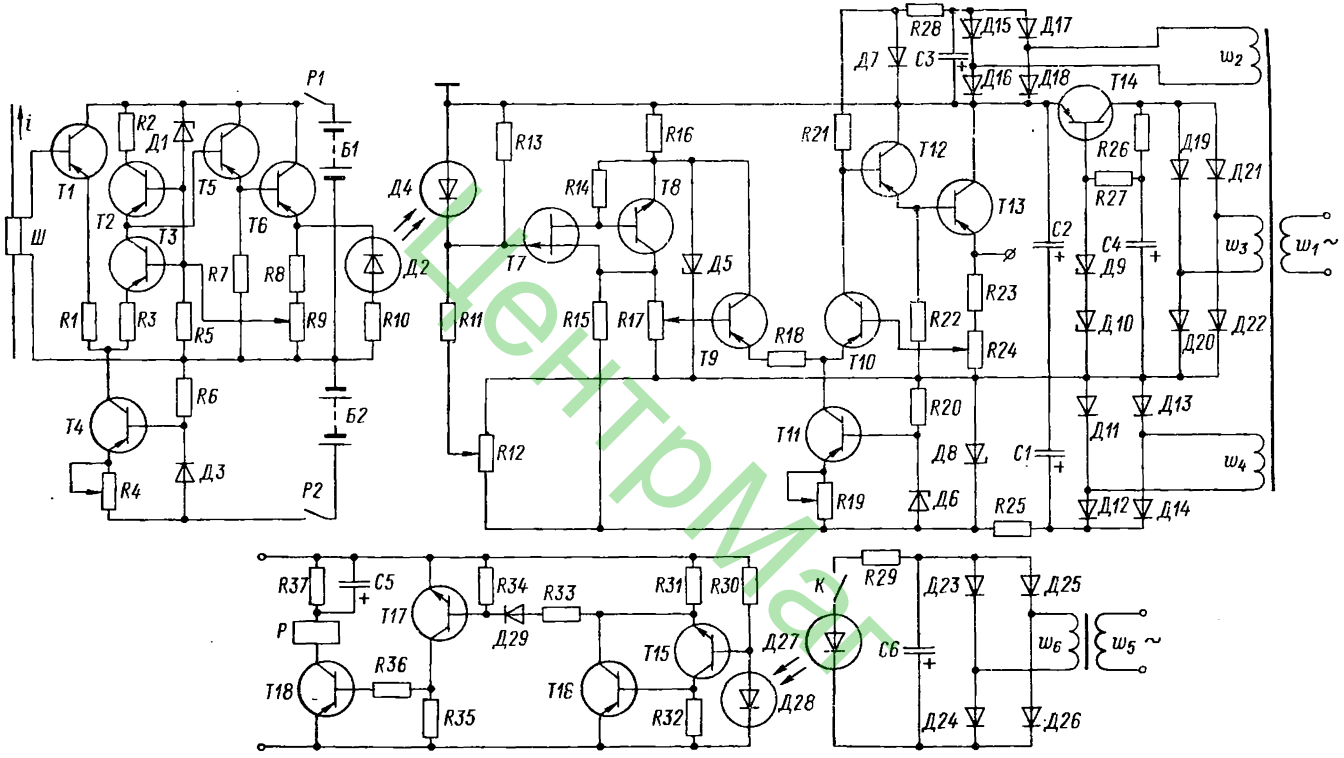


Рис. 9-7. Принципиальная схема импульсиого ОЭТТА

ЦентрМаг

в цепи стабилизации токов транзисторов *Т1* и *Т3*. При поступлении сигнала с шунта на вход усилителя происходит его разбаланс и потенциал коллектора триода становится более отрицательным. Через эмиттерные повторители *Т5* и *Т6* сигнал подается на нагрузку. Сигнал обратной связи с резисторов *R8* и *R9* поступает на базу *Т3*. Чем меньше отношение сопротивлений резисторов, тем меньше обратная отрицательная связь и, следовательно, больше коэффициент усиления схемы. Максимальный ток светодиода равен 100 мА. Он складывается из 20 мА калибрующего сигнала и 80 мА рабочего сигнала. Так как ток смещения светодиода *Д2* довольно большой, то для экономии энергии батарей предусмотрено включение их непосредственно перед осциллографированием с помощью вспомогательной схемы.

При замыкании ключа *К* команда по дополнительному оптрону (светодиод *Д27*—световод—фотодиод *Д28*) поступает на схему релейного устройства, расположенного в передающем блоке. Она представляет собой пороговый релейный усилитель с большим входным сопротивлением (эмиттерный повторитель на транзисторах *Т15*, *Т16*). Порог срабатывания обеспечивается кремниевым диодом *Д29* и переходом эмиттер—база транзистора *Т17*. Для уменьшения расхода энергии батарей предусмотрена форсировка тока включения реле *Р* с помощью конденсатора *С5* и ограничение тока срабатывания реле резистором *R37*. Реле *Р* контактами *Р1* и *Р2* подключает батарею к передающему блоку. При размыкании *К* реле *Р* отключает батарею.

Схема УПТ приемного блока построена по тому же принципу, что и передающего. Отличие заключается лишь в том, что в схеме предусмотрена ручная регулировка коэффициента усиления усилителя в зависимости от уровня калибрующего сигнала на входе усилителя. При подаче питания на схему УПТ с помощью потенциометра *R12* по прибору устанавливается потенциал коллектора *Т8*, равный потенциалу положительного провода схемы. Подача калибрующего сигнала при включении передающего блока сопровождается подключением индикаторного прибора к выходу усилителя. Потенциометром *R19* устанавливается нулевой сигнал на выходе усилителя.

При осциллографировании импульсного тока приемная схема работает как линейный УПТ, коэффициент усиления которого регулируется потенциометром *R24*. Установленные исходные нулевые уровни усилителя при изменении коэффициента усиления не меняются.

Определим далее передаточную функцию ОЭТТА на основании его схемы замещения (рис. 9-8). Напряжение, снимаемое с шунта, в общем случае определяется выражением

$$U_{ш}(p) = I_1(p)\, Z_{ш}(p), \qquad (9\text{-}18)$$

где $I_1(p)$ — измеряемый импульс тока в операторной форме; $Z_{ш}(p) = R_{ш} + pL_{ш}$ — полное сопротивление шунта в операторр-

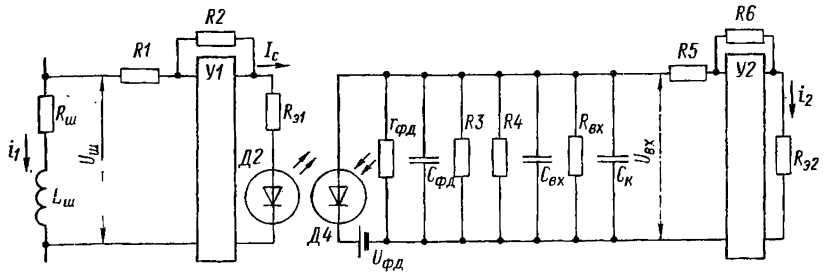


Рис. 9-8. Схема замещения импульсного ОЭТТА

ной форме; $R_ш$ и $L_ш$ — активное сопротивление и индуктивность шунта.

Трапецеидальный импульс тока с одинаковыми линейными фронтом и спадом можно представить так:

$$I_1(p) = \frac{I_1}{(t_2 - t_1)\,p^2}\,(e^{pt_2} - e^{pt_1} + e^{-pt_1} + e^{-pt_2}), \qquad (9\text{-}19)$$

где I_1 — амплитуда импульсного тока; t_1, t_2 — соответственно время от конца и начала переднего фронта до оси импульса.

Тогда (9-18) примет вид

$$U_ш(p) = \frac{I_1(R_ш + pL_ш)}{(t_2 - t_1)\,p^2}\,(e^{pt_2} - e^{pt_1} + e^{-pt_1} + e^{-pt_2}). \qquad (9\text{-}20)$$

Ток, проходящий через p—n-переход светодиода $Д2$, определится выражением

$$I_c(p) = U_ш(p)\,\frac{R_2}{(1 + p\tau_c)\,R_1 R_{э1}}, \qquad (9\text{-}21)$$

где τ_c — постоянная времени светодиода; R_1, R_2 — сопротивления резисторов, предназначенных для изменения коэффициента усиления широкополосного усилителя постоянного тока $У1$ передающего блока; $R_{э1}$ — эквивалентное сопротивление светодиода и резистора, включенного последовательно с ним для стабилизации режима.

Световой поток, падающий на торец светодиода,

$$\Phi_1(p) = b\,[I_c(p) - I_0 - I_{см}]\,e^{-B_c T}, \qquad (9\text{-}22)$$

где b — коэффициент, определяющий наклон линейного участка люмен-амперной характеристики светодиода к оси токов, зависящий от геометрии, внутренней квантовой эффективности, конструкции светодиода и условий сопряжения его с торцом световода; I_0 — ток отсечки светодиода, равный длине отрезка, отсекаемого на оси тока продолжением линейного участка люмен-амперной характеристики; $I_{см}$ — ток смещения светодиода; B_c — коэффициент, определяющий скорость изменения светового потока с изменением температуры окружающей среды T на 1 К, при $I_c = \text{const}$.

ЦентрМаг

Световой поток $\Phi_2(p)$, выходящий из световода и падающий на фотоприемник, найдем из упрощенного уравнения светопропускания световода

$$\Phi_2(p) = [1 - \rho(\theta)]^2 \alpha_2^{\eta(\theta)} e^{-\varepsilon l_1 \sec\theta} \Phi_1(p), \qquad (9\text{-}23)$$

где $\rho(\theta)$ — коэффициент потерь на френелевское отражение от торцов световода, зависящий от угла падения лучей на торец; $\alpha_2^{\eta(\theta)}$ — общий коэффициент внутренних отражений, определяемый коэффициентом единичного внутреннего отражения α_2 и числом отражений $\eta(\theta)$; для отечественных световодов диаметром 5 мм $\alpha_2^{\eta(\theta)} = 0{,}9$ при длине 2 м и 0,98 при длине 1 м; $l_1 \sec\theta$ — путь луча в световоде длиной l_1; ε — показатель светопоглощения оптических стекол в инфракрасной области спектра, зависящий от чистоты стекла, которая характеризуется содержанием в стекле оксидов железа.

Ток фотодиода *Д4* на рис. 9-8 для любой температуры окружающей среды можно определить зависимостью

$$I_{\text{фд}}(p) = \gamma\Phi_2(p) + I_{\text{т1}} \exp\left(\frac{B_{\text{фд}}}{T_2} - \frac{B_{\text{фд}}}{T_1}\right) + \frac{U_{\text{фд}}}{r_{\text{фд}} \exp\left(\frac{B_{\text{фд}}}{T_2} - \frac{B_{\text{фд}}}{T_1}\right)}, \qquad (9\text{-}24)$$

где

$$B_{\text{фд}} = \frac{T_1 T_2}{T_2 - T_1} \ln \frac{I_{\text{т2}}}{I_{\text{т1}}}$$

— параметр температурной чувствительности; $T_1 = 293$ К; T_2 — какая-либо температура из температурного диапазона 233—353 К ($T_2 \neq T_1$); $I_{\text{т1}}$ — темновой ток фотодиода, измеренный при $U_{\text{фд}} = 1$ В и T_1; $I_{\text{т2}}$ — темновой ток фотодиода, измеренный при $U_{\text{фд}} = 1$ В и T_2; $r_{\text{фд}}$ — дифференциальное сопротивление фотодиода при T_1; $U_{\text{фд}}$ — обратное напряжение на фотодиоде.

Полное сопротивление входной цепи усилителя *У2* в операторной форме с учетом согласующих элементов в кабельной линии связи

$$Z_{\text{вх}}(p) = \frac{r_{\text{фд}} R_3 R_4 R_6 R_{\text{вх}}}{R_{\text{э1}} + p r_{\text{фд}} R_3 R_4 R_6 (C_{\text{вх}} + C_{\text{к}} + C_{\text{фд}})}, \qquad (9\text{-}25)$$

где $R_{\text{э1}} = R_3 R_4 R_{\text{вх}} + r_{\text{фд}} R_3 R_6 R_{\text{вх}} + r_{\text{фд}} R_4 R_6 R_{\text{вх}} + r_{\text{фд}} R_3 R_4 R_5 + r_{\text{фд}} R_3 R_4 R_{\text{вх}}$; R_5, R_6 — сопротивления резисторов регулирования коэффициента усиления широкополосного усилителя постоянного тока *У2* приемного блока; $R_{\text{вх}}$, $C_{\text{вх}}$ — сопротивление и емкость входной цепи усилителя; $C_{\text{фд}}$ и $r_{\text{фд}}$ — емкость и динамическое сопротивление фотодиода; $C_{\text{к}}$ — емкость коаксиального кабеля, соединяющего фотоприемник с усилителем; R_3, R_4 — сопротивления резисторов делителя во входной цепи усилителя.

Входное напряжение усилителя

$$U_{\text{вх}}(p) = I_{\text{фд}}(p) Z_{\text{вх}}(p). \qquad (9\text{-}26)$$

Ток на выходе усилителя

$$I_2(p) = U_{вх}(p)\frac{R_5}{R_6 R_{э2}}, \qquad (9\text{-}27)$$

где $R_{э2}$ — сопротивление нагрузки усилителя *У2*.

С учетом (9-20)—(9-27) передаточная функция ОЭТТА запишется так:

$$G(p) = \frac{I_2(p)}{I_1(p)} = \frac{A_1(R_ш + pL_ш)}{p^2(1 + p\tau_c)[A_2 + A_3 p(C_{фд} + C_к + C_{вх})]}, \qquad (9\text{-}28)$$

где

$$A_1 = \frac{b[1 - \rho(\theta)]^2 \alpha_2^{\eta(\theta)} e^{-el_1 \sec\theta} \gamma r_{фд} R_2 R_3 R_4 R_5 R_{вх}}{R_{э1} R_1 R_{э2}};$$

$$A_2 = R_3 R_4 R_6 R_{вх} + r_{фд} R_3 R_6 R_{вх} + r_{фд} R_4 R_6 R_{вх} + r_{фд} R_3 R_4 R_6 + r_{фд} R_3 R_4 R_{вх};$$

$$A_3 = r_{фд} R_3 R_4 R_6 R_{вх}.$$

Передаточная функция получена для случая, когда второй и третий члены правой части уравнения (9-24) не учитываются, так как перед началом осциллографирования выходной ток усилителя *У2* устанавливается на нуль. Эта операция позволяет не учитывать и множитель $e^{-B_c T}$ в (9-22), а также дрейф нуля усилителей *У1* и *У2*.

Ток на выходе усилителя *У2* как функция времени

$$i_2(t) = \frac{1}{2\pi j}\int_{\sigma - j\omega}^{\sigma + j\omega} I_1(p) G(p) e^{pt}\, dp, \qquad (9\text{-}29)$$

где σ — любое вещественное число.

Подставив в (9-29) значение $I_1(p)$ и $G(p)$ соответственно из (9-19) и (9-28), получим

$$i_2(t) = \frac{A_1 I_1}{2\pi j (t_2 - t_1)}\int_{\sigma - j\omega}^{\sigma + j\omega} \frac{\left(e^{pt_2} - e^{pt_1} + e^{-pt_1} + e^{-pt_2}\right)\left(R_ш + pL_ш\right)e^{pt} dp}{p^2(1 + p\tau_c)[A_2 + A_3 p(C_{фд} + C_к + C_{вх})]}. \qquad (9\text{-}30)$$

Для подынтегральной функции условие $\lim\limits_{p\to\infty} F(p) = \infty$ выполняется. Значение интеграла (9-30) вычисляется с помощью вычетов

$$\int_{\sigma - j\omega}^{\sigma + j\omega} F(p)\, dp = 2\pi j \sum \mathrm{Res}\{p_r\}, \qquad (9\text{-}31)$$

где p_r — полосы подынтегральной функции $F(p)$.

Функция $F(p)$ в нашем случае имеет четыре полюса:

$$p_{1,2} = 0; \quad p_3 = -\frac{1}{\tau_c}; \quad p_4 = -\frac{A_2}{A_3(C_{фд} + C_к + C_{вх})}. \qquad (9\text{-}32)$$

Центрмаг

Окончательно (9-30) примет вид

$$i_2(t) = \frac{A_1 I_1}{t_2 - t_1}\left[\left(\frac{R_ш t}{A_2} - \frac{R_ш t_1}{A_2} + a + b_1 e^{-\frac{t_2}{\tau_c}} e^{-\frac{t}{\tau_c}} + \right.\right.$$

$$+ c e^{\frac{A_2 t}{A_3 C_э}} e^{-\frac{A_2 t}{A_3 C_э}}\Big)\eta(t - t_2) + \Big(-\frac{R_ш t}{A_2} - \frac{R_ш t_1}{A_2} - a -$$

$$- b_1 e^{\frac{t_1}{\tau_c}} e^{-\frac{t}{\tau_c}} - c e^{-\frac{A_2 t_1}{A_3 C_э}} e^{-\frac{A_2 t}{A_3 C_э}}\Big)\eta(t + t_1) +$$

$$+ \left(-\frac{R_ш t}{A_2} - \frac{R_ш t_1}{A_2} - a - b_1 e^{-\frac{t_2}{\tau_c}} e^{-\frac{t}{\tau_c}} - c e^{-\frac{A_2 t_1}{A_3 C_э}} e^{-\frac{A_2 t}{A_3 C_э}}\right) \times$$

$$\times \eta(t - t_1) + \left(\frac{R_ш t}{A_2} - \frac{R_ш t_2}{A_2} + a + b_1 e^{-\frac{t_1}{\tau_c}} e^{-\frac{t}{\tau_c}} + \right.$$

$$\left.\left. + c e^{-\frac{A_2 t_2}{A_3 C_э}} e^{-\frac{A_2 t}{A_3 C_э}}\right)\eta(t + t_2)\right], \qquad (9\text{-}33)$$

где

$$a = \frac{A_2 L_ш - A_2 R_ш \tau_c - A_3 R_ш C_э}{A_2^2}; \quad b_1 = \frac{R_ш - L_ш/\tau_c}{\frac{1}{\tau_c}\left(A_2 - \frac{A_3 C_э}{\tau_c}\right)};$$

$$c = \frac{R_ш - \frac{A_2 L_ш}{A_3 C_э}}{\frac{A_2}{A_3 C_э}\left(1 - \frac{A_2 \tau_2}{A_2 \tau_э}\right)};$$

$C_э = C_{фд} + C_к + C_{вх}$; $\eta(\theta)$ — функция включения (или единичного скачка).

Зная параметры импульса и элементов принципиальной схемы ОЭТТА, можно, воспользовавшись равенством (9-33), определить форму импульса и погрешность на выходе аппарата. Все параметры, входящие в (9-33), измеряются в единицах системы СИ.

Выражения (9-29) и (9-33) позволяют определить $i_2(t)$ не только при трапецеидальной форме импульса, но и при любой другой, если импульс можно представить аналитически.

Метрологические свойства опытного образца ОЭТТА (без шунта) оценивались с помощью осциллограмм. Анализ осциллограмм показал, что аппарат обладает большой широкополосностью и линейностью; погрешность его на протяжении импульса не превышает ±5 % в диапазоне (0,2—0,8) $U_{ш.ном}$ ($U_{ш.ном}$ = 0,2 В).

Из (9-33), а также из экспериментальных данных следует, что с помощью ОЭТТА можно регистрировать импульсы с фронтами, меньшими 50 мкс, при условии применения в рабочем канале более быстродействующего светодиода (например, типа У18А с $\tau_c = 10^{-8}$ с), а также уменьшения распределенной емкости кабеля $C_к$, $C_{вх}$ и $L_ш$. При соответствующем выборе режимов работы *У1* и *У2* аппарат позволяет регистрировать сигнал любой формы, в том числе и гармонический.

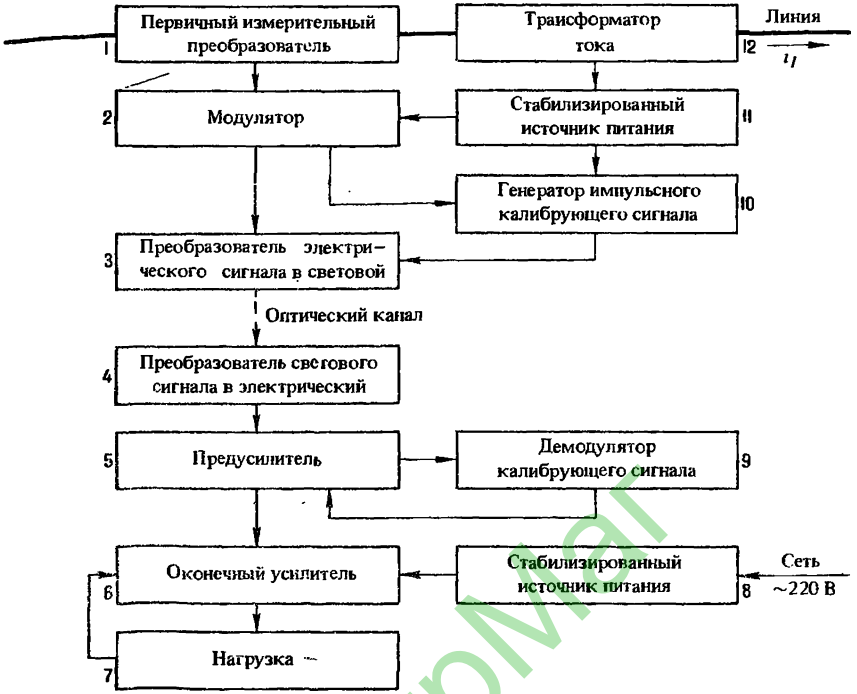


Рис. 9-9. Структурная схема ОЭТТА для измерения переменного тока высокого напряжения

Достаточно подробное рассмотрение принципиальной схемы и работы импульсного ОЭТТА предпринято с целью показать, от чего зависит передаточная функция и какие факторы на нее влияют, проиллюстрировать сложность создания подобных аппаратов с высокими метрологическими свойствами, особенно для длительной непрерывной работы. В дальнейшем ограничимся только описанием схем ОЭТТА с внутренней модуляцией потока излучения.

На рис. 9-9 показана структурная схема одного канала ОЭТТА, предназначенного для измерения переменного тока, позволяющая создать многоканальные аппараты на любые классы напряжений для работы с релейной защитой и измерительными приборами. Работа блока и функциональная связь между ними осуществляется следующим образом.

При прохождении измеряемого тока i_1 по линии первичный измерительный преобразователь *1* выдает сигнал, пропорциональный i_1 (рабочий сигнал), на модулятор *2*, а быстро насыщающийся трансформатор тока *12* обеспечивает работу стабилизированного источника питания *11*. К нему подключен модулятор *2* и генератор импульсного калибрующего сигнала *10*. Модулятор *2* сумми-

ЦентрМаг

рует рабочий сигнал с постоянным смещающим сигналом, а в момент перехода рабочего сигнала через нулевое значение выдает команды на запуск генератора калибрующего сигнала *10*. Он формирует короткие импульсные сигналы, которые совместно с выходным сигналом модулятора *2* поступают в преобразователь *3* электрического сигнала в световой (светодиод). Светодиод связан оптическим каналом с преобразователем *4* светового сигнала в электрический. После него сигнал подается на вход предусилителя *5* с фильтром. Калибрующий сигнал отделяется от рабочего и постоянного сигнала и подается в демодулятор *9*, который выходной цепью связан с элементом предусилителя *5*, влияющим на его коэффициент усиления.

Рабочий сигнал с предусилителя *5* поступает на вход мощного оконечного усилителя *6*, имеющего токовый выход, а при необходимости — и выход по напряжению. Стабильный режим работы оконечного усилителя с токовым выходом на нагрузку *7* обеспечивается глубокой отрицательной обратной связью. Стабильность работы блоков *4—6* и *9* в значительной степени определяется стабилизированным источником питания *8*, подключенным к сети переменного тока напряжением 220 В.

Если схема используется для построения измерительного канала ОЭТТА в диапазоне изменения i_1 от 0,1 до $1{,}2I_{1н}$, то в качестве первичного измерительного преобразователя целесообразно использовать обычный электромагнитный трансформатор тока высокого класса точности. В каналах релейной защиты, когда ток меняется в большом диапазоне, возможно использование малоиндуктивных шунтов, трансформаторов тока с немагнитным зазором в магнитопроводе, воздушных трансформаторов тока. Если же к классу точности канала при работе в переходном режиме не предъявляются слишком жесткие требования, можно употребить электромагнитные трансформаторы тока, работающие с малыми погрешностями при большой кратности тока к. з. Достичь этого легко, так как магнитопровод такого трансформатора тока может иметь малую длину средней линии, его поперечное сечение не ограничивается какими-либо требованиями, а изоляция первичной и вторичной обмоток от магнитопровода должна выдерживать испытательное напряжение только 2 кВ.

На основе описанной структурной схемы была разработана принципиальная схема опытного образца ОЭТТА [2] на напряжение 750 кВ и ток $I_{1н} = 2000$ А с одним каналом для работы с измерительными приборами, имеющим $I_{2н} = 1$ А и сопротивление нагрузки 1—10 Ом при $\cos\varphi = 0{,}8$, и тремя независимыми каналами для работы с релейной защитой с $I_{2н} = 50$ мА и сопротивлением нагрузки от 0,1 до 100 Ом при $\cos\varphi = 0{,}8$. В качестве первичных измерительных преобразователей в образце использовались специально сконструированные электромагнитные трансформаторы тока класса 0,2 в канале измерений и класса 5Р в каналах защиты.

Предпринята попытка аналитического описания амплитудно-частотных характеристик каналов релейной защиты опытного образца, для чего их принципиальная схема заменена эквивалентной расчетной схемой. В результате получено чрезвычайно сложное выражение, дающее возможность качественного анализа, но не позволяющее однозначно определить выходные характеристики, так как отдельные элементы схемы имеют значительный статистический разброс паспортных данных, а эквивалентная схема строится со многими упрощающими допущениями. Поэтому решающее значение при разработке реальной конструкции опытного образца ОЭТТА имели экспериментальные исследования, методика настройки схемы на заданные параметры, а также испытания на соответствие предъявляемым техническим требованиям.

Анализом было установлено сильное влияние на амплитудно-частотные характеристики канала распределенной емкости кабеля, соединяющего преобразователь *4* на рис. 9-9 с предусилителем *5*, тем более что длина кабеля может меняться от десятков до тысяч метров в зависимости от расположения аппарата по отношению к зданию подстанции. Объясняется это значительным ослаблением высших гармоник, содержащихся в калибрующем сигнале, при увеличении длины кабеля. С целью стабилизации амплитудно-частотных характеристик на вход предусилителя включается балластная перестраиваемая емкость, которая позволяет получить суммарную емкость канала связи, не зависящую от его длины. Кроме того, амплитудно-частотная характеристика зависит от инерционности стабилизированного блока питания *11* при включении линии. Поэтому в него необходимо вводить буферную аккумуляторную батарею, которая обеспечивает мгновенную готовность блоков *2* и *11* к работе при отключении и включении линии, например при АПВ.

Испытания опытного образца ОЭТТА включали в себя измерения выходных характеристик при температуре окружающей среды 20 °С для установления метрологических свойств каналов измерительных приборов и релейной защиты, определение стабильности выходных параметров в диапазоне температур от —50 до +50 °С, определение погрешностей каналов релейной защиты в переходных режимах, а также высоковольтные испытания опорной изоляции на землю. Испытания проводились по стандартным методикам, используемым для определения характеристик электромагнитных трансформаторов тока, за исключением погрешностей канала измерительных приборов, когда выходной усилитель работал с выходом по напряжению без отрицательной обратной связи на нагрузку 100 Ом и использовался цифровой вольтметр класса 0,2.

Результаты испытаний опытного образца показали, что канал измерительных приборов с токовым выходом может длительно работать в классе точности 1 в нормируемом диапазоне температур, а с выходом по напряжению — в классе 0,5. Каналы релейной защиты с буферными аккумуляторными батареями в пере-

дающей части схемы в отношении погрешностей в переходном режиме при токах до $15I_{1н}$ полностью удовлетворяют требованиям ГОСТ 7746—78, предъявляемым к электромагнитным трансформаторам тока. Однако еще раз подчеркнем, что относительно небольшая выходная мощность усилителей как в номинальном режиме работы защищаемых присоединений, так и при коротком замыкании на них требует специальной релейной защиты на операционных усилителях. Для срабатывания же защит на обычных электромеханических реле требуется значительно бо́льшая мощность, которую не удается получить от выходных усилителей каналов релейной защиты ОЭТТА без очень большого усложнения их схем и увеличения мощности источников питания.

Для осциллографирования переменного тока i_1 высоковольтных присоединений в лабораторных условиях, когда температура окружающей среды меняется в небольших пределах, а диапазон изменения тока велик, можно рекомендовать ОЭТТА, выполненный по упрощенной структурной схеме без корректирующего сигнала (рис. 9-10).

Здесь первичный измерительный преобразователь *1* при осциллографировании выдает на модулятор *2* сигнал, пропорциональный i_1, с соответствующими погрешностями. Модулятор представляет собой простейшую диодную схему, выделяющую из сигнала положительную и отрицательную полуволны, каждая из которых

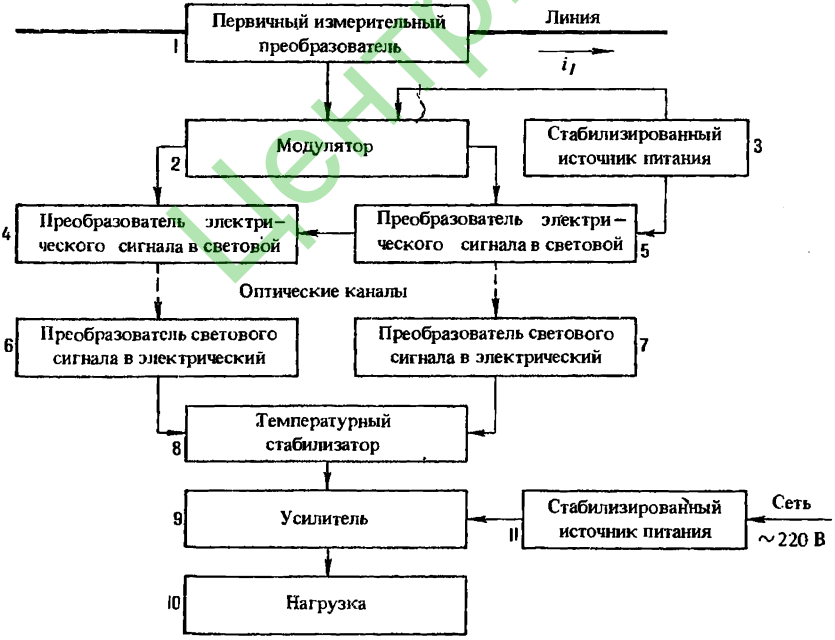


Рис. 9-10. Структурная схема ОЭТТА для осциллографирования переменного тока

Центрприбор

поступает соответственно на преобразователи *4* и *5* электрического сигнала в световой (светодиоды). Стабилизированный источник питания *3* обеспечивает ток смещения на *p—n*-переходах светодиодов для вывода их рабочих точек на начало линейных участков люмен-амперных характеристик. Информация о положительных и отрицательных полуволнах i_1 в виде потока излучения светодиодов поступает на преобразователи светового сигнала в электрический *6* и *7*. В простейшем случае это фотодиоды, работающие в вентильном режиме и создающие во входной цепи температурного стабилизатора *8* суммарный сигнал, пропорциональный i_1. Стабилизатор *8* находится в температурных условиях блоков *4—7* и автоматически компенсирует температурную нестабильность их параметров. Выходной сигнал температурного стабилизатора *8* через усилитель напряжения (мощности) подается на вход осциллографа.

Импульсный режим работы светодиодов является несомненным достоинством такого ОЭТТА, так как позволяет: повысить его долговечность; увеличить интенсивность излучения в 2—4 раза по сравнению с режимом работы в схеме с постоянным смещающим сигналом (током) без превышения средней допустимой интенсивности; облегчить оптическое согласование с фотоприемником.

Токовая погрешность ОЭТТА, выполненного по рассмотренной схеме, может достигать 2—3 % и зависит не только от погрешности первичного преобразователя и от тока i_1, но и от температурной стабилизации свето- и фотодиодов, выполняемой чаще всего с помощью терморезисторов. Угловую погрешность с помощью фазосдвигающей цепочки в усилителе легко свести к нулю.

ОЭТТ с частотно-импульсной модуляцией (ОЭТТЧ). При этой модуляции число импульсов, проходящих через оптическую систему в единицу времени, различно и зависит от моделирующего (измеряемого) сигнала. Для каналов измерительных приборов относительный коэффициент, характеризующий диапазон изменения измеряемого тока и частоты на выходе модулятора (от $f_{мин}$ до $f_{макс}$), должен быть не менее 12, а для каналов релейной защиты — не менее 30, что, естественно, зависит от кратности тока короткого замыкания и от минимального тока, который подлежит контролю релейной защитой. Отсюда с учетом быстродействия основных элементов оптического канала максимальную частоту $f_{макс}$ для канала измерительных приборов выбирают около 10 кГц, а для каналов релейной защиты — 100 кГц.

Частотно-импульсные модуляторы представляют собой, как правило, управляемые по частоте мультивибраторы, на выходе которых установлены формирователи импульсов строго определенной длительности, или это блокинг-генераторы импульсов с частотой, изменяющейся пропорционально i_1.

Первые промышленные образцы ОЭТТЧ типа «Тразер» были разработаны фирмой «Аллис-Чалмерс» (США) в 1967 г. Его структурная схема показана на рис. 9-11.

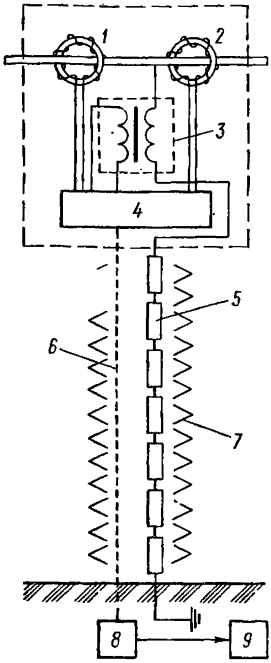


Рис. 9-11. Структурная схема ОЭТТЧ типа «Тразер»

Передающая часть, находящаяся под высоким потенциалом, содержит первичный преобразователь *1* в виде электромагнитного трансформатора тока с тороидальным ленточным магнитопроводом, быстро насыщающийся трансформатор тока *2*, предназначенный совместно с трансформатором напряжения *3* для питания кодирующего блока *4*.

Высоковольтная первичная обмотка трансформатора напряжения включена на фазное напряжение высоковольтной установки через высокоомный делитель напряжения *5*. При работе установки с нагрузкой кодирующий блок получает питание только от быстро насыщающегося трансформатора тока, а при отсутствии тока в установке — еще и от трансформатора напряжения. Этим обеспечивается универсальность источника питания, готовность кодирующего устройства к мгновенному действию, повышенная надежность работы аппарата в целом.

Информация об измеряемом токе преобразуется в кодирующем блоке в световой поток лазерного арсенидгаллиевого диода, который затем по волоконному световоду *6*, проложенному в опорной изоляционной конструкции *7*, передается в приемный блок, находящийся под потенциалом земли. Здесь информация принимается после декодирования фотоприемником *8*, преобразуется в электрический сигнал, который после декодирования управляет работой регистрирующего прибора *9* или релейной защиты.

По сообщению фирмы «Аллис-Чалмерс» ОЭТТЧ типа «Тразер», рассчитанный на напряжение 230 кВ, имеет массу всего 113 кг, т. е. примерно в 10 раз меньшую, чем у обычного трансформатора тока на то же напряжение, и следующие технические данные: время прогрева 2 мс, время действия после прогрева 0,1 мс, токовую погрешность $\pm 0{,}3$ % (угловая погрешность отсутствует), диапазон рабочих температур ± 60 °С, число независимых выходов — один.

«Тразер» имеет два измерительных канала. Один из них предназначен для длительной работы, а другой постоянно находится в горячем резерве, т. е. стоит под напряжением, но информации не передает. При повреждении на работающем канале он через 0,1 мс отключается и в постоянную работу включается резервный канал.

В 1973 г. НИИ постоянного тока совместно с ЛПО «Электроаппарат» создали опытный образец ОЭТТЧ на напряжение 750 кВ

по схеме [8], показанной на рис. 9-12, с одним каналом измерительных приборов и тремя каналами релейной защиты.

Канал измерительных приборов с цифровым выходом содержит первичный измерительный преобразователь *1*, который через выпрямительный измерительный преобразователь *2* подключен к измерительному преобразователю напряжения в частоту *3*. Первичным измерительным преобразователем может служить трансформатор тока высокого класса точности или шунт. Таким образом, на блок *3* поступает напряжение, пропорциональное среднему значению измеряемого тока i_1 в линии (присоединении). Блок *3* вырабатывает импульсы с частотой, пропорциональной входному напряжению, и посылает их через усилитель *4* на преобразователь *5* токовых импульсов в световые (светодиод). После преобразователя *3* изменения информации об измеряемом токе за счет изменения коэффициентов преобразования последующих преобразователей не происходит. Это особенность всякого кодирования передаваемой информации.

Работа блока *3* при протекании i_1 обеспечивается быстро насыщающимся трансформатором тока и стабилизированным источником питания *7*. В моменты коммутаций линии, например при АПВ, питание блока *3* осуществляется от автономного источника, находящегося также в блоке *7*. Как и в «Тразере», здесь возможно использование трансформатора напряжения или высокоомного делителя для создания питания блока *3* в момент, когда $i_1 = 0$, но линия отключена от источников мощности с одной стороны.

Импульсы преобразователя *5*, пройдя оптический канал связи *8*, поступают на преобразователь световых импульсов в электрические *9*. Далее электрические импульсы через усилитель импульсов *10* поступают на измерительный прибор *11*. Работа цифрового прибора обеспечивается блоком задачи времени измерения *12*, а блоков *9* и *10* — стабилизированным источником питания *13*, подключенным к сети 220 В.

Канал релейной защиты в отличие от канала измерений передает информацию о мгновенном значении i_1, а потому не содержит выпрямительного измерительного преобразователя. С выхода усилителя *10* сигнал подается не только на дискретный выход, но и (если это необходимо) на преобразователь частота — аналог *14*, к которому через усилитель *15* подключена нагрузка *16* в виде какой-либо защиты.

Испытания опытного образца ОЭТТЧ на 750 кВ позволили установить технические характеристики: номинальный измеряемый ток 2000 А; пределы измерения тока в канале измерительных приборов (0,2—1,2) $I_{1н}$; номинальная частота импульсов на входе цифрового прибора 10 000 Гц; несущая частота канала защиты (при $i_1 = 0$) 50 кГц; номинальный ток на выходе канала измерительных приборов 1 А; класс точности дискретного канала измерительных приборов 0,5; класс точности каналов защиты 3; угло-

Центрикал

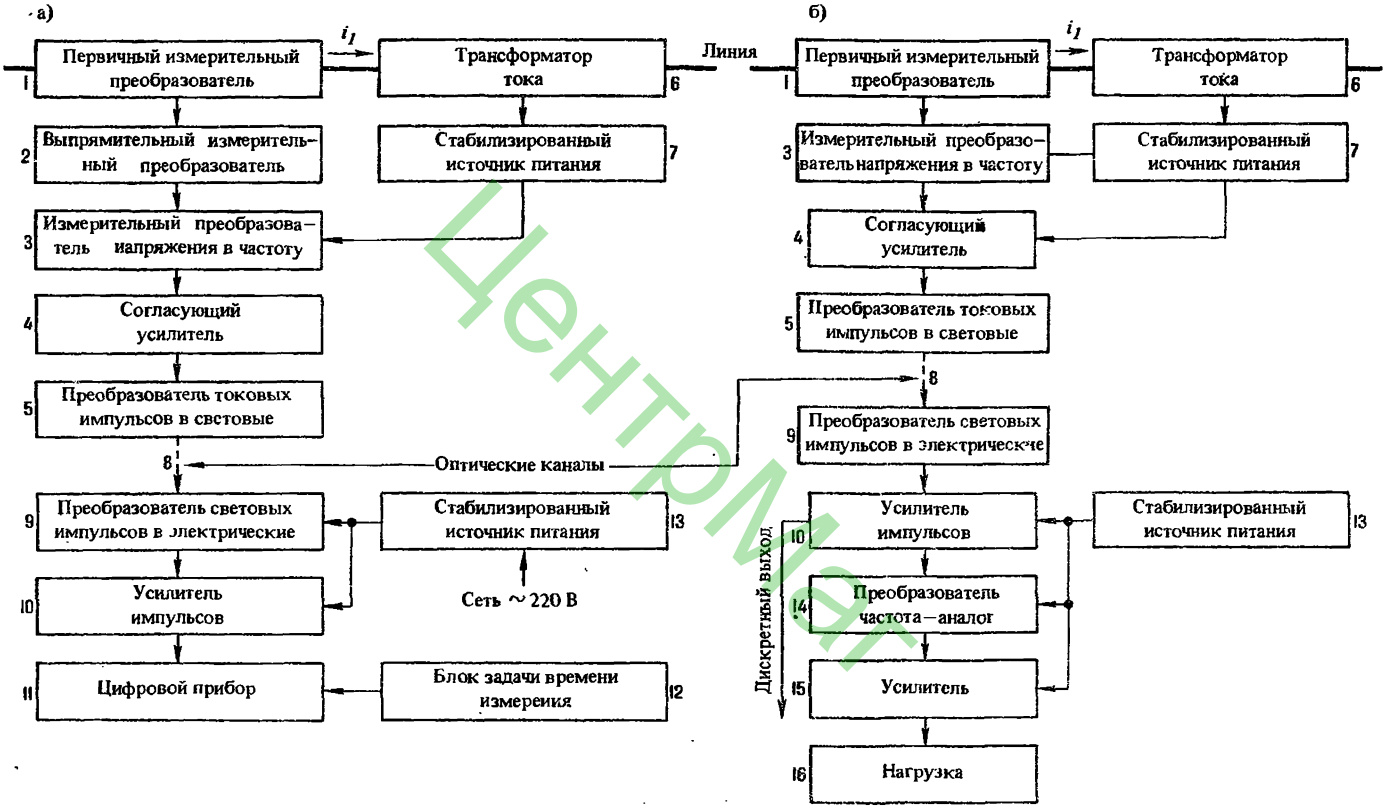


Рис. 9-12. Структурная схема многоканального ОЭТТЧ: *а* — канал измерительных приборов; *б* — канал релейной защиты

Центрлаб

вая погрешность каналов защиты $\pm 2°$; пределы измерения в каналах защиты (0,5—20) $I_{1н}$.

Отметим некоторые преимущества представления информации в дискретной форме по сравнению с аналоговой. Это возможность: запоминания информации на длительное время; передачи на любые расстояния, что очень важно в измерительных системах; обработки информации с помощью вычислительных устройств; построения устройств релейной защиты и системной автоматики с использованием цифровой техники; упрощения требований к устройствам питания приемных блоков.

ОЭТТ с кодоимпульсной модуляцией (ОЭТТК). Рассмотрим структурную схему аппарата (рис. 9-13), предназначенного для измерения униполярных импульсов тока с параметрами, аналогичными приведенным в начале этого параграфа.

Передающий блок состоит из первичного преобразователя *1*, например шунта постоянного тока, согласующего широкополосного усилителя постоянного тока *2* с диапазоном частот 0—20 кГц, аналого-цифрового преобразователя *АЦП* (блоки *4*, *5*, *6*) с цифро-аналоговым преобразователем *6* в цепи обратной связи, а также двух преобразователей (*7* и *8*) токовых импульсов в световые, один из которых работает при положительной, а другой при отрицательной производной измеряемого тока.

Приемный блок содержит два быстродействующих преобразователя световых импульсов в электрические *9* и *11* (а при необходимости — декодирующее устройство, содержащее реверсивный счетчик импульсов *10* и цифро-аналоговый преобразователь *12*), а также усилитель мощности *13* с регистрирующим устройством *14* в выходной цепи.

Схема работает следующим образом. При прохождении импульса тока первичный преобразователь через усилитель выдает на кодирующее устройство напряжение, пропорциональное измеряемому току. Сравнивающее устройство АЦП производит сравнение двух напряжений (входного и эталонного) с учетом знака. При разности потенциалов на входах, меньшей порога срабатывания сравнивающего устройства, оба входных канала закрыты. При увеличении входного напряжения до порогового значения сравнивающее устройство вырабатывает импульс (фиксируемый реверсивным счетчиком *5*), который идет по оптическому каналу сложения или вычитания в приемный блок. Сдвиг реверсивного счетчика на один разряд ведет к скачкообразному изменению опорного напряжения на выходе цифро-аналогового преобразователя на шаг квантования. При известном числе разрешенных уровней разрядность аналого-цифрового преобразователя определяется как $n \geqslant \log_2 M$, где M — число уровней квантования при использовании кода с основанием *2*.

Преобразователи *9* и *11* преобразуют световые импульсы в электрические, которые затем управляют реверсивным счетчиком импульсов *10* декодирующего устройства. На выходе цифро-аналого-

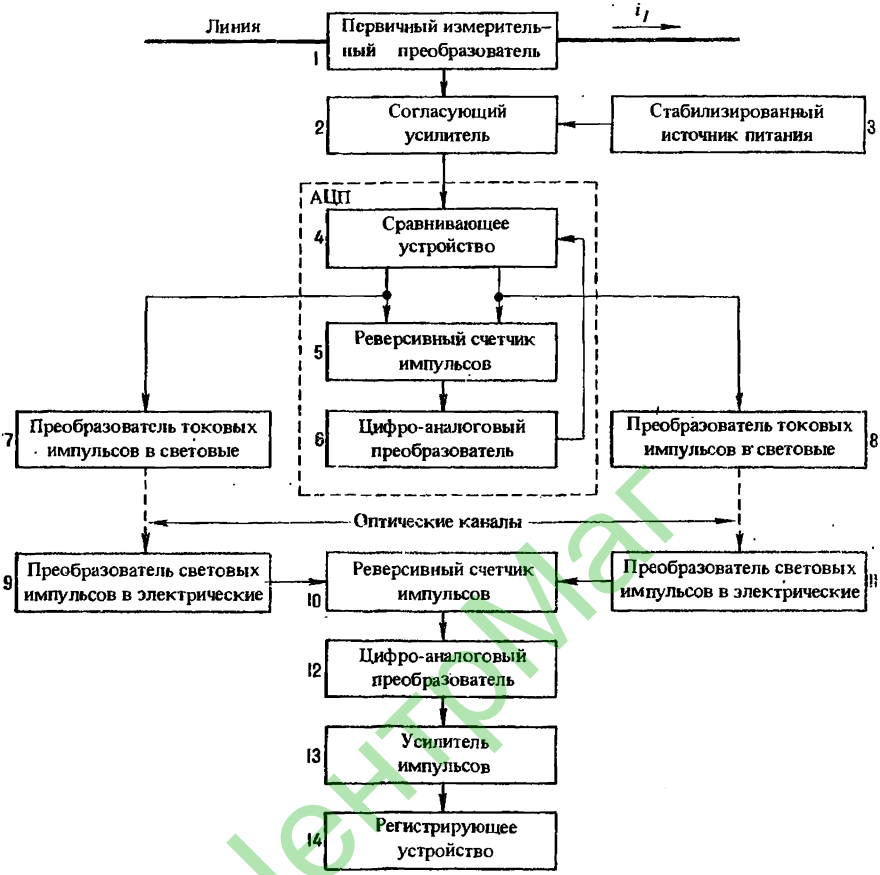


Рис. 9-13. Структурная схема ОЭТТК

вого преобразователя получается напряжение или ток, по форме аналогичный измеряемому. Цифровой выход, например для введения информации в вычислительную машину, обеспечивается подключением соответствующих блоков непосредственно к фотоприемникам.

9-4. ОЦЕНКА МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ОЭТТ С РАЗЛИЧНЫМИ ВИДАМИ МОДУЛЯЦИИ СВЕТОВОГО ПОТОКА

Многообразие разработанных принципиальных схем и конструкций ОЭТТ объясняется прежде всего тем, какая метрологическая задача решалась на том или ином этапе развития оптоэлектронных методов измерения тока высокого напряжения и при каких условиях. Следовательно, рекомендации по проектирова-

ЦентрМаг

нию ОЭТТ должны базироваться на анализе погрешностей отдельных преобразователей и их влияния на результирующую погрешность аппаратов [40].

Рассмотрим упрощенные структурные схемы ОЭТТ с внутренней (см. рис. 9-1) и внешней (см. рис. 9-2) модуляцией светового потока источников излучения. Для ОЭТТ с внутренней модуляцией статические характеристики описываются уравнением

$$Y_{\text{вых}} = Y_0 + \prod_{m=1}^{n} k_m X_{\text{вх}}, \tag{9-34}$$

где Y_0 — выходной сигнал при отсутствии модулирующей величины $X_{\text{вх}}$, определяемой в общем случае начальным значением модулируемой величины; $k_m = \Delta Y_m / \Delta X_m$ — коэффициент преобразования, или коэффициент передачи, m-го преобразователя, равный отношению приращения выходного сигнала этого преобразователя ΔY_m к вызвавшему его приращению входного сигнала ΔX_m.

ОЭТТ с внешней модуляцией имеют в общем случае статическую характеристику

$$Y_{\text{вых}} = Y_0 \left(1 + \prod_{m=1}^{n} k_m X_{\text{вх}}\right). \tag{9-35}$$

Для ОЭТТ всегда желательна характеристика $Y_{\text{вых}} = \varphi(X_{\text{вх}})$, выходящая из начала координат, т. е. при $X_{\text{вх}} = 0$ $Y_{\text{вых}} = 0$. Тогда (9-34) и (9-35) примут вид:

$$Y_{\text{вых}} = \prod_{m=1}^{n} k_m X_{\text{вх}}; \tag{9-36}$$

$$Y_{\text{вых}} = Y_0 \prod_{m=1}^{n} k_m X_{\text{вх}}. \tag{9-37}$$

Применительно к схеме рис. 9-1 при амплитудной модуляции уравнение (9-36) запишется так:

$$I_2 = k_1 k_2 k_3 k_4 k_5 k_6 I_1, \tag{9-38}$$

где $k_1, \ldots, k_6$ — коэффициенты преобразования, определяемые уравнением (9-34).

Если модуляция частотная, а выход цифровой, то

$$I_2 = k_1 k_2 I_1. \tag{9-39}$$

Для схемы рис. 9-2 уравнение (9-37) запишется в виде

$$I_2 = k_1 k_2 k_3 k_4 k_5 k_6 k_7 k_8 k_9 k_{10} I_1. \tag{9-40}$$

Из уравнений (9-38)—(9-40) следует, что ОЭТТ с амплитудной модуляцией, выполненный по любой из схем, имеет результирующую токовую погрешность, зависящую от погрешностей всех промежуточных преобразователей, включая оптические элементы. Результирующая токовая погрешность ОЭТТ с частотной модуля-

ЦентрМаг

цией (частотно-импульсной, кодоимпульсной) зависит только от погрешностей преобразователей, включенных до кодирующего преобразователя.

Для анализа результирующей погрешности необходимо выделить группы составляющих ее от различных факторов, сильно или слабо взаимосвязанных (коррелированных) *.

Известно, что дисперсия суммы двух случайных величин σ_1 и σ_2 определяется выражением $\sigma_\Sigma^2 = \sigma_1^2 + 2r\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2$, а среднеквадратическая результирующая погрешность $\sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + 2r\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2}$, где r — коэффициент корреляции. При сильной корреляции $(r = 1)$ $\sigma_\Sigma = \sigma_1 + \sigma_2$, при слабой $(r = 0)$ $\sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$.

Можно принять, что вследствие сильной корреляции погрешности одной группы, вызванные каким-либо фактором, будут распределены по одному и тому же закону и должны складываться алгебраически. В таком случае результирующая относительная погрешность от данного воздействия

$$\gamma_\Sigma = \sum_{m=1}^{n} \gamma_m^N, \tag{9-41}$$

где

$$\gamma_m^N = \frac{\partial K_m}{k_m \partial N}\, dN$$

— относительная погрешность m-го преобразователя в заданном диапазоне изменения $X_{вх}$ под действием фактора N.

Результирующие погрешности, полученные после суммирования в отдельных группах, не будут коррелированы и рассматриваются как статистически независимые. Поэтому они складываются по правилу суммирования случайных погрешностей, т. е.

$$\sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \cdots + \sigma_n^2} \text{ или } \sigma_\Sigma^2 = \sum_{m=1}^{n} \sigma_m^2, \tag{9-42}$$

а относительная погрешность

$$\gamma = \sqrt{\sum_{m=1}^{n} (\gamma_\Sigma^N)^2}. \tag{9-43}$$

Как отмечалось ранее, основными факторами, влияющими на погрешность ОЭТТ, являются нестабильность температуры окружающей среды, нарушение юстировки оптической системы под действием тяжения проводов и электродинамических усилий, нестабильность источников питания, воздействия внешних электрических и магнитных полей.

---

* **Новицкий П. В.** Основы информационной теории измерительных устройств. — Л.: Энергия, 1968.

Пользуясь выражением (9-40), можно оценить в общем виде отдельные составляющие γ_m^N от перечисленных факторов.

Погрешность от изменения температуры (N соответствует T): для ОЭТТ с внутренней амплитудной модуляцией

$$\gamma_A^T = \gamma_1^T + \gamma_2^T + \gamma_3^T + \gamma_4^T + \gamma_5^T + \gamma_6^T = \sum_{m=1}^{6} \gamma_m^T; \qquad (9\text{-}44)$$

для ОЭТТ с внутренней частотной модуляцией

$$\gamma_Б^T = \gamma_1^T + \gamma_2^T = \sum_{m=1}^{6} \gamma_m^T; \qquad (9\text{-}45)$$

для ОЭТТ с внешней амплитудной модуляцией

$$\gamma_B^T = \gamma_1^T + \gamma_2^T + \gamma_3^T + \gamma_4^T + \gamma_5^T + \gamma_6^T + \gamma_7^T + \\ + \gamma_8^T + \gamma_9^T + \gamma_{10}^T = \sum_{m=1}^{10} \gamma_m^T. \qquad (9\text{-}46)$$

В формулах (9-44), (9-45) и (9-46) нижние индексы при γ указывают номер блока на схемах 9-1, 9-2 и 9-12 соответственно. Число слагаемых равно числу блоков, работа которых зависит от температуры.

Погрешность от нарушения юстировки оптических систем (N соответствует линейному смещению l):

$$\left.\begin{aligned} \gamma_A^l &= \gamma_4^l; \quad \gamma_Б^l = 0; \\ \gamma_B^l &= \gamma_1^l + \gamma_2^l + \gamma_3^l + \gamma_4^l + \gamma_5^l + \gamma_6^l + \gamma_7^l = \sum_{m=1}^{7} \gamma_m^l. \end{aligned}\right\} \qquad (9\text{-}47)$$

Погрешность от нестабильности источников питания, расположенных в зоне высокого потенциала (N — это $U_в$):

$$\gamma_A^{U_в} = \gamma_{11}^{U_в}; \quad \gamma_Б^{U_в} = \gamma_{11}^{U_в}; \quad \gamma_B^{U_в} = 0. \qquad (9\text{-}48)$$

Погрешность от нестабильности источников питания блоков, находящихся под потенциалом земли (N — это $U_з$):

$$\gamma_A^{U_з} = \gamma_9^{U_з}; \quad \gamma_Б^{U_з} = 0; \quad \gamma_B^{U_з} = \gamma_1^{U_з} + \gamma_{12}^{U_з}. \qquad (9\text{-}49)$$

Погрешность от действия внешних магнитных полей (N соответствует H):

$$\left.\begin{aligned} \gamma_A^H = \gamma_1^H + \gamma_2^H + \gamma_5^H + \gamma_6^H; \quad \gamma_Б^H = \gamma_1^H + \gamma_2^H; \\ \gamma_B^H = \gamma_5^H + \gamma_6^H + \gamma_7^H + \gamma_9^H. \end{aligned}\right\} \qquad (9\text{-}50)$$

Аналогично определяются и погрешности от других факторов.

Центрмаг

Результирующие погрешности от учтенных факторов согласно (9-43) и (9-44)—(9-50) определяются так:

$$\gamma_{A\Sigma} = \sqrt{(\gamma_A^T)^2 + (\gamma_A^I)^2 + (\gamma_A^{U_в})^2 + (\gamma_A^{U_з})^2 + (\gamma_A^H)^2}\ ; \quad (9\text{-}51)$$

$$\gamma_{Б\Sigma} = \sqrt{(\gamma_Б^T)^2 + (\gamma_Б^{U_в})^2 + (\gamma_Б^H)^2}\ ; \quad (9\text{-}52)$$

$$\gamma_{B\Sigma} = \sqrt{(\gamma_B^T)^2 + (\gamma_B^I)^2 + (\gamma_B^{U_в})^2 + (\gamma_B^{U_з})^2 + (\gamma_B^H)^2}\ . \quad (9\text{-}53)$$

Следовательно, результирующая относительная погрешность будет наименьшей в ОЭТТ с импульсной модуляцией, если допустить, что источники погрешности имеют во всех случаях одинаковый уровень. Применение оптических систем со световодами, а также схем с калибрующим сигналом (рис. 9-6) позволяет свести к нулю или значительно уменьшить отдельные погрешности и создать ОЭТТ с внутренней амплитудной модуляцией достаточно высокого класса точности.

Схема ОЭТТ, использующая эффект Фарадея (рис. 9-2), имеет большое число составляющих погрешности. Применение дифференциального ОЭТТФ (рис. 9-3) или замкнутых систем позволяет исключить многие составляющие погрешности и тем самым повысить точность аппаратов.

Угловые погрешности ОЭТТ также зависят от погрешностей отдельных преобразователей и от различных факторов; следовательно, подход к их анализу может быть аналогичен подходу к анализу токовых погрешностей. Следует также отметить, что имеется большое число схемных решений, позволяющих свести угловые погрешности ОЭТТ к нулю или довести их до требуемых норм.

9-5. НЕКОТОРЫЕ КОНСТРУКЦИИ И ЭЛЕМЕНТЫ ОЭТТ

Рассмотрим конструкцию опытного образца ОЭТТА, выполненного по принципиальной схеме рис. 9-7.

Латунный корпус *8* головки аппарата (рис. 9-14) закрыт крышкой *6*, на которой смонтирован передающий блок *7* вместе с аккумуляторной батареей и релейным устройством, подключающим ее к передающему блоку. На дне корпуса головки располагается тубус *9* светодиода рабочего канала и тубус *3* фотоприемника канала включения батареи. Посредством разъема *4* передающий блок подключается к шунту, а разъема *5* — к источнику постоянного напряжения при необходимости подзарядки батареи. Одновременно разъем *5* служит для подключения прибора с целью периодического контроля над уровнем напряжения на батарее.

Жесткие волоконные световоды *11* длиной 600 мм и диаметром 4 мм размещены в стеклоэпоксидных трубах *10* с внутренним диаметром 38 мм. Трубы с помощью втулок *2*, приваренных к корпусу головки *8* и латунному корпусу цоколя *13*, создают единую

ЦентрМаг

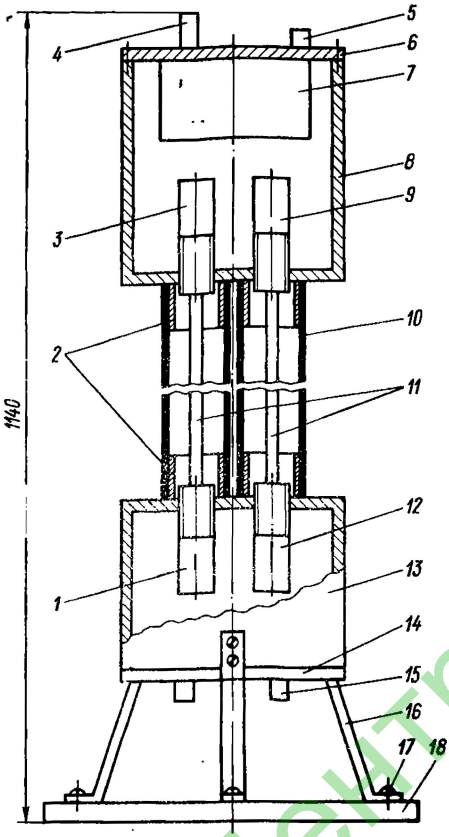


Рис. 9-14. Конструкция импульсного ОЭТТА

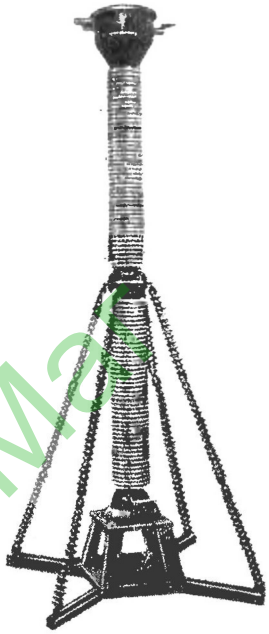


Рис. 9-15. Конструкция ОЭТТА на напряжение 750 кВ

конструкцию аппарата, объединяя головку и цоколь в одно целое. Для придания жесткости всей конструкции трубы плотно сопрягаются со втулками и перед запрессовкой проклеиваются эпоксидным компаундом.

В корпусе цоколя *13* установлены тубусы *12* фотоприемника рабочего канала и тубус *1* светодиода канала управления источником питания передающего блока. Посредством разъемов *15* и кабельных линий связи осуществляется электрическая связь светодиода и фотоприемника с усилителем и схемой управления. Цоколь *13* с помощью стоек *16* и винтов *17* укрепляется на основании *18*. При необходимости предусмотрена установка многослойного экрана для защиты передающего блока от сильных магнитных полей.

Конструкция четырехканальных ОЭТТА и ОЭТТЧ на напряжение 750 кВ, выполненная по схемам рис. 9-10 и 9-12, представлена на рис. 9-15. Ее габаритные размеры 7150×2400×2400 мм.

ЦентрМаг

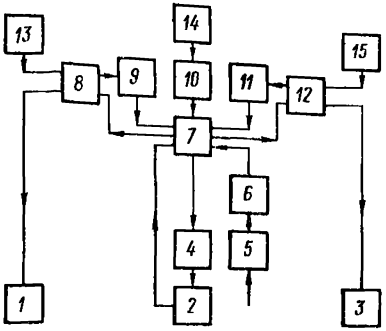


Рис. 9-16. Структурная схема высоковольтного выключателя со встроенными трансформаторами тока

Головка аппарата из немагнитной стали является корпусом для размещения специальных трансформаторов тока, играющих роль первичных преобразователей, быстро насыщающегося трансформатора тока и передающих оптоэлектронных блоков. Токоведущая шина цилиндрической формы, оканчивающаяся плоскими контактными выводами, изолирована от корпуса фарфоровыми втулками и закреплена гайками. Головка сверху закрывается крышкой, имеющей резиновое уплотнение. При открытой крышке обеспечивается свободный доступ ко всем блокам передающей части аппарата. Снизу к головке крепятся четыре держателя, на которые опирается кольцевой экран для улучшения распределения напряжения на колонке изоляторов, выполненный из алюминиевой трубы диаметром 120 мм.

В связи со значительной массой (около 1000 кг) и длиной опорной колонки изоляторов цоколь трансформатора тока выполнен в виде сварной стойки, закрепленной на крестовине. К лучам крестовины крепятся оттяжки, которые обеспечивают устойчивость конструкции при расчетной скорости ветра до 40 м/с и тяжении проводов до 980 Н.

Колонка состоит из двух изоляторов типа ИП-1724 длиной 2780 мм, армированных при помощи портландцемента чугунными фланцами и имеющих диаметр полости 280 мм, а диаметр ребер 472 мм.

Оптическая система каждого канала содержит передающий и приемный тубусы с двояковыпуклыми линзами, в фокусах которых установлены соответственно светодиод и фотодиод. Для юстировки каналов тубусы соединены между собой светоэпоксидными трубами с внутренним диаметром около 38 мм, обычно используемыми для воздуховодов воздушных выключателей. Конструкция оптической системы обеспечивает также возможность установки жестких или гибких волоконных световодов вместо линз и стеклоэпоксидных труб.

К цоколю аппарата, имеющего в нижней части съемную крышку для облегчения юстировки тубусов фотодиодов, подводится воздухопровод для продувки полости аппарата. Указатель продувки устанавливается на головке. Совершенно ясно, что рассмотренная конструкция пригодна для создания ОЭТТ с любым видом модуляции и типом оптической системы.

Определенный интерес представляет перспектива создания ОЭТТ, встроенных в коммутационные аппараты. Какие проблемы

ЦНТИМ

необходимо решать при этом, покажем на примере выключателя сверхвысокого напряжения, структурная схема которого изображена на рис. 9-16 [4].

Полюсы *1—3* выключателя, расположенного на открытой части подстанции, отнесены друг от друга на расстояние, определяемое классом напряжения ЛЭП, на которой установлен выключатель. Передающий блок *13* ОЭТТ фазы *А* встроен в полюс *1* выключателя и соединен с приемным блоком *9* посредством световода *8* (например, стекловолоконного с регулярной или нерегулярной укладкой), рассчитанного на линейное напряжение ЛЭП. К приемному блоку *9* ОЭТТ фазы *А* подключен блок релейной защиты *7*, выполненный на малогабаритных статических реле. Кроме того, блок *7* подключен к приемным блокам *10* и *11* ОЭТТ фаз *В* и *С* соответственно. Элементы *7*, *9—11* размещены на частях полюса *2* выключателя, имеющих высокий потенциал, в термостатированной камере, встроенной в полюс. Передающий блок *14* тоже расположен на частях полюса *2* выключателя, имеющих высокий потенциал. Передающий блок *15* расположен на частях полюса *3* выключателя, имеющих высокий потенциал. Световоды *8* и *12* соединяют блок *7* с полюсами *1* и *3* выключателя соответственно, а световод *4* — с полюсом *2*. В опорной (или подвесной) изоляционной конструкции полюса *2* выключателя смонтирована оптическая система управления выключателем, приемный блок *6* которой находится под высоким потенциалом на полюсе фазы *В*. Приемный блок *6* соединен световодом *5* с передающим блоком системы управления, расположенным в основании полюса, имеющим потенциал земли. Таким образом, оперативные команды или команды от выходных органов системной автоматики передаются к приемному блоку *6* оптической системой управления.

Сигнал приемного блока через выходной орган блока *7* преобразуется в световой поток источников излучения и передается по световодам *8*, *12* и *4* к устройствам отключения или включения полюсов выключателя, в том числе и многоразрывного. По световоду *5* системы управления может быть передана также информация на пульт управления о положении контактов выключателя в виде светового потока дополнительного источника излучения.

Информация о мгновенном значении тока в токоведущих частях высоковольтного присоединения, на котором установлен выключатель, в виде модулированного потока излучения поступает по световодам от передающих блоков *13*, *14* и *15* ОЭТТ к приемным блокам *9*, *10* и *11* соответственно, где преобразуется в электрический сигнал, управляющий действием релейной защиты. При нарушении нормального режима работы присоединения срабатывает блок релейной защиты, который по световодам *8*, *12* и *4* выдает импульс на отключение полюсов выключателя, а после выдержки времени осуществляет АПВ, если оно предусмотрено.

Питание блока релейной защиты и приемных блоков ОЭТТ осуществляется от стабилизированного источника, установленного в термостатированной камере, который берет энергию от высоковольтного присоединения, например, через быстро насыщающийся трансформатор тока, установленный на токопроводе полюса 2 выключателя, а при отсутствии тока в ЛЭП — от трансформатора напряжения или атомной батареи.

Реализация такого коммутационно-защитного комплекса зависит прежде всего от элементной базы. Разработаны быстродействующие, достаточно мощные арсенидгаллиевые светодиоды и лазерные диоды, кремниевые фотодиоды, атомные батареи, высоковольтные стекловолоконные световоды; ведутся разработки релейной защиты на интегральных схемах, оптических систем управления. Целесообразность же создания коммутационно-защитного комплекса должна быть экономически оправданна, а это, по нашему мнению, во многом определяется уровнем развития энергосистем, электротехнической и других отраслей промышленности.

Оптические системы ОЭТТ, передающие оптический сигнал со стороны высокого напряжения к приемному устройству, находящемуся на потенциале земли, разделяются на две группы: с передачей оптических лучей по световоду или по воздуху.

При использовании световодов обеспечивается надежная оптическая связь без применения устройств, стабилизирующих положение световых лучей. В качестве световодов используются пустотелые диэлектрические трубки с полированной внутренней поверхностью, стержни из твердого оптически прозрачного диэлектрического материала или же жгуты из большого числа стеклянных волокон.

Волоконный световод — один из наиболее ответственных элементов ОЭТТ. Он в наибольшей степени отвечает требованиям, предъявляемым к оптическим каналам связи.

Под волоконным световодом понимается как отдельное волокно диаметром 5—100 мкм, так и система (жгут) определенным образом уложенных волокон, концы которых закреплены путем спекания или склеивания; торцы жгутов отполированы.

Волоконные световоды обладают хорошими диэлектрическими свойствами. Передаваемая по световоду информация не подвергается влиянию фоновых засветок и электромагнитных помех. Пучок оптических волокон обладает высокой гибкостью и позволяет передавать световую информацию по сложному пути, подобно электрическим проводам. С увеличением числа отдельных волокон в пучке увеличивается надежность световода.

Физическую основу передачи электромагнитных волн (ультрафиолетового, видимого и инфракрасного диапазонов) по волокну малого диаметра составляет полное внутреннее отражение от границы между сердцевиной волокна и ее тонкой цилиндрической оболочкой (рис. 9-17). Для этого показатель преломления сердцевины волокна, сделанной из стекла или пластмассы n_1, должен

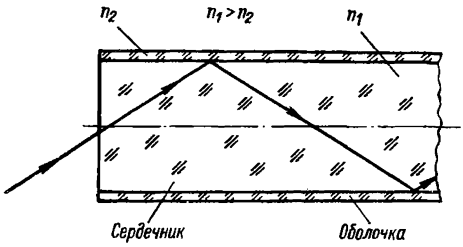


Рис. 9-17. Ход лучей в волоконном световоде

быть во всех случаях больше показателя преломления оболочки n_2. Напомним, что показателем преломления оптической среды называется отношение скорости распространения света в вакууме к скорости распространения его в данной среде.

Если волокна на обоих торцах жгута распределяются в строго определенном порядке, то световоды называются регулярными. Они могут передавать изображения, а следовательно, использоваться в многоканальной оптической системе. Световоды с произвольной укладкой волокон на торцах называются нерегулярными и могут использоваться только для передачи света.

Для защиты от механических повреждений, влаги и фоновой боковой засветки жгуты помещаются в защитные гибкие оболочки из мягкой резины. Такие световоды непригодны для работы в ОЭТТ вследствие того, что электрическая прочность резины недостаточна.

Это обстоятельство заставило искать новые конструкции высоковольтных световодов большой длины, которые обладали бы требуемыми диэлектрическими свойствами. Были разработаны высоковольтные световоды гибкого и жесткого типа [22] с влагозащитой световедущего волокна.

Гибкий световод наиболее перспективной конструкции представляет собой жгут гибких волокон, заключенный в промежуточную лавсановую оболочку редкого плетения и наружную герметизирующую оболочку из кремнийорганической резины (трубка марки ТКР). Лавсановая оболочка обеспечивает минимальный излом волокна при монтаже жгута в герметизирующей защитной оболочке. Полость ее вместе со жгутом заполнена очень вязким гидрофобным диэлектриком (вазелином), специально разработанным для этой цели. Конструкция жестких наконечников световода длиной 40—50 мм обеспечивает возможность вакуумной закачки вазелина, а также сопряжение световода с корпусными деталями приемных и передающих блоков ОЭТТ.

Испытания гибких световодов показали, что длительно допустимые напряженности электрического поля для них (действующие значения) лежат в области 2,5 кВ/см и во многом определяются качеством исходных материалов, а также технологией изготовления световода. На снижение высоковольтных свойств жгута значительное влияние могут оказать замасливатели, которые применяются в технологических процессах выработки волокна. Поэтому технология изготовления жгутов для высоковольтных световодов должна обязательно включать операции полного удаления замасливателей.

Центрмед

Высоковольтные световоды жесткого типа могут изготавливаться в виде стержней диаметром 4—10 мм посредством вакуумной пропитки жгута световедущих волокон в промежуточной лавсановой оболочке компаундами типа Д-65 и последующей его полимеризации в растянутом виде при температуре 100—120 °С.

Пробивная напряженность световодов жесткого типа (действующее значение) составляет 80—90 кВ/см, рекомендуемая напряженность при длительной эксплуатации 2,5—3 кВ/см, при кратковременной 6—7 кВ/см.

В описанных конструкциях ОЭТТ применяются волоконные световоды длиной примерно от 0,6 до 6 м со светопропусканием 50—20 %. В настоящее время разрабатываются высоковольтные световоды многоцелевого назначения длиной 10—15 м со светопропусканием 20—15 %, которые обеспечат создание ОЭТТ любого класса напряжения. Проводятся также исследования по созданию световодов наружной установки.

При передаче света по воздуху измерительная система ОЭТТ чувствительна к возмущению воздуха на пути светового потока и к геометрическим смещениям оптических узлов, вызываемых внешними воздействиями. Такая система может быть применена при небольшом расстоянии между передающим и приемным устройствами.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

СОВРЕМЕННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ УСТАНОВКАХ

10-1. ДИСТАНЦИОННЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ТОКА

Принцип работы дистанционных преобразователей тока. Если не требуется измерения первичных токов с большой точностью, применяются преобразователи, непосредственно реагирующие на магнитный поток измеряемого тока, но находящиеся на достаточно большом изоляционном расстоянии от проводов высокого напряжения *. При этом устраняется необходимость в дорогостоящей высоковольтной изоляции между первичной и вторичной цепями преобразователя. Из числа известных конструкций данного назначения наиболее удачной является предложенная в Союзтехэнерго [42].

---

* Преобразователи данного типа именовались в литературе контурами для дистанционного измерения тока, магнитными датчиками, магнитными трансформаторами тока и др.

ЦентрМаг

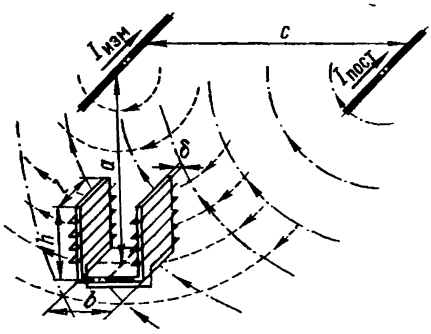


Рис. 10-1. Дистанционный дифференциальный преобразователь тока и связанные с ним магнитные потоки

Преобразователь тока данного типа представляет собой стальной П-образный магнитопровод со вторичной обмоткой, разделенной на две одинаковые секции, расположенные симметрично на его боковых стержнях и соединенные по дифференциальной схеме (рис. 10-1). Преобразователь располагается под проводом фазы, по которой проходит измеряемый ток, как показано на рисунке. Посторонние прямолинейные провода с токами считаем расположенными параллельно измеряемому в одной горизонтальной плоскости с ним. Магнитное поле измеряемого тока схематически показано штриховыми линиями, а поле постороннего тока, например тока одной из соседних фаз, — штрихпунктирными. Как видно из рисунка, э. д. с., наводимые измеряемым током в секциях обмотки преобразователя, складываются, а э. д. с. от постороннего тока вычитаются одна из другой. Таким образом повышается помехозащищенность данного устройства по сравнению с дистанционными электромагнитными преобразователями других типов (прямоугольная рамка, ферромагнитный стержень с обмоткой).

Следует отметить, что попытки дополнительно ограничить влияние посторонних токов с помощью различных экранов и компенсирующих обмоток, помещенных на общий магнитопровод со вторичной обмоткой, не дали положительных результатов.

Очевидно, что преобразователь на рис. 10-1 принципиально эквивалентен обычному трансформатору тока с ферромагнитным магнитопроводом, имеющим большой зазор. Первичной одновитковой обмоткой этого трансформатора, удаленной от его вторичной обмотки, помещенной на магнитопровод, служит провод линии высокого напряжения. Схема замещения рассматриваемого преобразователя для установившегося режима представлена на рис. 10-2. Здесь $I_{изм}$ — источник измеряемого тока;

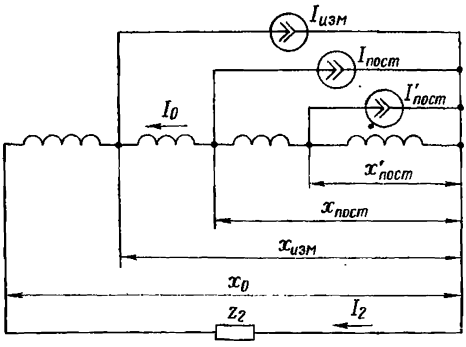


Рис. 10-2. Схема замещения дистанционного преобразователя тока

ЦНТИ

$I_{пост}$, $I'_{пост}$ — источники посторонних влияющих токов, например остальных фаз линии для соседней линии; $x_{изм}$, $x_{пост}$, $x'_{пост}$ — сопротивления взаимной индукции между соответствующими проводами и вторичной обмоткой преобразователя; x_0 — сопротивление самоиндукции преобразователя; z_2 — сопротивление ветви вторичного тока, сопротивления нагрузки и активное сопротивление вторичной обмотки преобразователя (все перечисленные сопротивления приводятся к одному витку вторичной обмотки при рабочей частоте сети).

Если при отсутствии всех первичных токов пропустить ток по вторичной обмотке преобразователя от постороннего источника, то, имея в виду принцип взаимности, найдем, что весь возбуждаемый этим током магнитный поток будет соответствовать сопротивлению x_0, а составляющие этого потока, охватывающие провод с измеряемым током и посторонние провода, — сопротивлениям $x_{изм}$, $x_{пост}$, $x'_{пост}$. Сопротивления $x_{изм}$, $x_{пост}$, $x'_{пост}$ представляют собой части сопротивления x_0. При влиянии и других посторонних токов, кроме показанных на схеме 10-2, в нее должны быть дополнительно включены соответствующие источники тока.

Очевидно, что в рассматриваемой схеме сопротивление $x_{изм}$ должно быть как можно большим, а сопротивления $x_{пост}$ и $x'_{пост}$ — по возможности небольшими. Необходимо заметить, что элементы схемы x_0, $x_{изм}$, $x_{пост}$, $x'_{пост}$ являются практически линейными и чисто реактивными, так как все определяющие их магнитные потоки проходят бо́льшую часть своего пути по воздуху и магнитные свойства магнитопровода мало на них влияют.

Как и в обычном ТТ, напряжение на разомкнутых зажимах преобразователя от измеряемого тока

$$U_2 = I_{изм} x_{изм} w, \tag{10-1}$$

где w — число витков вторичной обмотки. Применяя теорему об эквивалентном генераторе, находим, что мощность с учетом потерь во вторичной обмотке

$$P_2 = \left| \frac{U_2^2 Z_2}{w^2 (jx_0 + z_2)^2} \right|. \tag{10-2}$$

Наибольшая мощность при согласованной нагрузке ($z_2 = x_0$)

$$P_{2м} = \frac{U_2^2}{2w^2 x_0 (1 + \sin \varphi_2)}, \tag{10-3}$$

где φ_2 — фазовый сдвиг между напряжением и током вторичной цепи преобразователя. Обычно эта мощность весьма мала (несколько вольт-ампер или доли вольт-ампера). Дальнейшее увеличение мощности достигается путем включения во вторичную цепь емкости, компенсирующей индуктивность [42]. Следует, однако, отметить, что при использовании преобразователей данного типа в качестве первичных трансреакторов от них требуется небольшая мощность.

Заданная мощность преобразователя должна обеспечиваться при возможно меньшем отношении $\sigma = x_{пост}/x_{изм}$, где $x_{пост}$ — учитываемое сопротивление взаимной индукции с цепью наиболее сильно влияющего постороннего тока. Нетрудно видеть, что σ равно также отношению э. д. с. индуцируемых во вторичной обмотке преобразователя равными посторонним и измеряемым токами:

$$\sigma = E_{пост}/E_{изм}. \qquad (10\text{-}4)$$

Разумеется, ввиду линейности всех сопротивлений преобразователя величина σ не зависит от его нагрузки и значений токов.

Величины $x_{изм}$ и σ могут считаться основными параметрами преобразователя, характеризующими его отдачу и помехозащищенность. Оба зависят от соотношения между размерами магнитопровода преобразователя, размещения его вторичных обмоток на магнитопроводе и расположения преобразователя относительно цепей указанных токов.

Согласно проведенным опытам, при расположении сосредоточенных секций обмотки внизу стержней параметр σ получается бóльшим, чем при распределенной обмотке, уменьшается при перемещении секций вверх, а при расположении их вверху, вблизи от концов стержней, оказывается меньшим, чем у распределенной обмотки, причем кратность уменьшения не превышает 2. При этом приблизительно во столько же раз уменьшается наводимая полезная э. д. с. $E_{изм}$, а отдаваемая мощность уменьшается пропорционально $E^2_{изм}$.

Следует также иметь в виду, что на точность работы преобразователя существенно влияет активное сопротивление вторичной обмотки. Если задаться некоторым допустимым сопротивлением, то при сосредоточенной обмотке потребуется значительно больший объем меди, чем при распределенной. Ввиду сказанного в большинстве случаев целесообразно отдавать предпочтение распределенной обмотке преобразователя.

Основные экспериментальные данные. При проектировании преобразователей могут быть использованы следующие данные преобразователей с распределенной обмоткой, полученные на уменьшенных физических моделях с учетом известных положений теории подобия [75] *.

Сопротивление $x_{изм}$ практически прямо пропорционально размерам магнитопровода h и l (см. рис. 10-1). При $a/h > 5$ высота магнитопровода h почти не влияет на σ, однако при меньшем a/h

---

* Согласно этим положениям геометрически подобные магниты и электромагниты при одинаковой м. д. с. создают в соответствующих точках пространства одинаковые напряженности поля. Отсюда вытекает, что при заданном соотношении между размерами дистанционного преобразователя тока взаимная индукция между проводами линии и преобразователем прямо пропорциональна его линейным размерам, а отношение σ от них не зависит.

Контрмаг

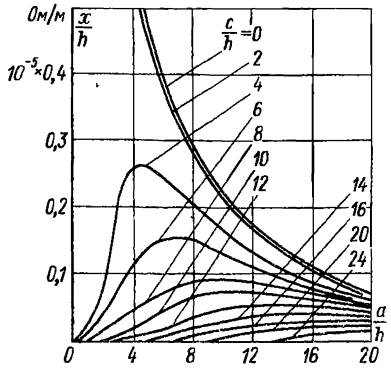


Рис. 10-3. Относительное сопротивление взаимной индукции преобразователя и прямолинейного длинного провода

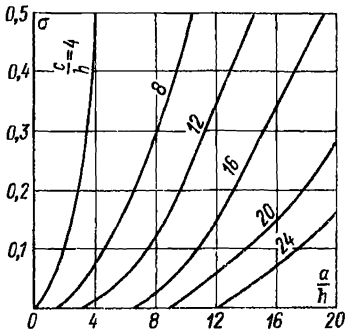


Рис. 10-4. Зависимость величиины σ от расположения преобразователя относительно влияющего тока

параметр σ с увеличением h падает. При увеличении l сопротивление $x_{изм}$ увеличивается, но возрастает и σ. С ростом толщины δ значение $x_{изм}$ растет медленно, а σ практически не меняется. Сопротивление $x_{изм}$ возрастает также с увеличением относительной ширины магнитопровода b/h, но только до некоторого предела, зависящего от других размеров, пройдя который $x_{изм}$ падает. Вместе с тем с увеличением b/h параметр σ возрастает неограниченно.

Исходя из этих данных, следует выбирать высоту магнитопровода h возможно бóльшей с учетом конструктивных соображений, а толщину δ — небольшой, достаточной по условиям механической прочности, например $\delta/h = 0{,}02 \div 0{,}04$. Относительная длина магнитопровода l/h не должна быть больше 1, она может выбираться в пределах 0,5—1, а относительная ширина b/h в пределах 1—2. Число витков в двух секциях принимается $w = 5000 \div 7000$.

В табл. 10-1 приведено относительное сопротивление самоиндукции преобразователей рассмотренного типа.

На рис. 10-3 даны кривые зависимости относительного сопротивления взаимной индукции x/h от относительных расстояний a/h

Таблица 10-1. **Относительное сопротивление самоиндукции преобразователей**

l/h	x_0/h, Ом/м			
	$b/h = 1$		$b/h = 2$	
	$\sigma/h = 0{,}02$	$\sigma/h = 0{,}04$	$\sigma/h = 0{,}02$	$\sigma/h = 0{,}04$
0,5	$33{,}4\cdot10^{-5}$	$36{,}9\cdot10^{-5}$	$29{,}4\cdot10^{-5}$	$32{,}3\cdot10^{-5}$
1	$42{,}8\cdot10^{-5}$	$50{,}6\cdot10^{-5}$	$37{,}5\cdot10^{-5}$	$43{,}4\cdot10^{-5}$

и c/h, полученные на модели при размерах магнитопровода $l/h = 0{,}5$; $b/h = 2$; $\delta/h = 0{,}02$ и находящемся на большом расстоянии от него проводе с обратным током. С помощью этих кривых и табл. 10-1 можно по формулам (10-1)—(10-3) определить напряжение U_2 и мощности P_2, $P_{2м}$.

Так, например, при $h = 0{,}50$ м; $a/h = 6$; $c/h = 0$; $b/h = 2$; $\delta/h = 0{,}02$; $l/h = 0{,}5$; $w = 6000$; $I_{изм} = 500$ А; $\varphi_2 = 0$ находим $x_{изм} = 0{,}41 \cdot 10^{-5} \cdot 0{,}5 = 0{,}205 \cdot 10^{-5}$ Ом; $x_0 = 29{,}4 \cdot 10^{-5}$ Ом; напряжение $U_2 = 500 \cdot 0{,}205 \cdot 10^{-5} \cdot 6000 = 6{,}15$ В; мощность

$$P_{2м} = \frac{6{,}15^2}{2 \cdot 6000^2 \cdot 29{,}4 \cdot 10^{-5}} = 1{,}8 \cdot 10^{-3} \text{ В} \cdot \text{А}.$$

На рис. 10-4 построены кривые параметра σ в зависимости от c/h и a/h при расположении влияющих токов, показанном на рис. 10-1, причем для измеряемого тока $c/h = 0$ (эти кривые получены непосредственным пересчетом кривых рис. 10-3). Из кривых рис. 10-4 видно, что при тех же, что и выше, размерах преобразователя и относительных расстояниях от проводов, например $a/h = 6$; $c/h = 8$, величина σ достигает 0,17. Следовательно, при коротком замыкании на фазе, расположенной от контролируемой на указанном расстоянии $c/h = 8$, и при кратности тока к. з., равной 10, э. д. с. помехи достигает 170 % э. д. с., наводимой рабочим измеряемым током. Токи посторонней высоковольтной линии, находящейся на расстоянии, превышающем $c/h \approx 16$, не влияют на данный преобразователь. Для определения величин $x_{изм}$, U_2, P_2, σ при размерах преобразователя, значительно отличающихся от принятых на рис. 10-3, зависимости, аналогичные представленным на рис. 10-3 и 10-4, могут быть получены путем физического моделирования или непосредственно при испытании преобразователя, установленного под линией высокого напряжения.

При постановке таких опытов следует иметь в виду, что результаты измерения сопротивления $x_{изм}$ и параметра σ могут быть сильно искажены из-за недостаточной удаленности обратного тока. В реальных условиях измерения тока фазы, например при однофазном к. з. на землю вне территории подстанции, на которой заземлена нейтраль сети, ток замыкается по цепи: провод линии—место замыкания на землю—заземляющее устройство—нейтраль—оборудование, включенное между фазой и нейтралью,—провод линии.

При этом воображаемый обратный провод, эквивалентный растеканию тока в земле, обычно залегает на большой глубине, порядка сотен метров, вдоль трассы линии, следя за всеми ее поворотами. Поэтому обратный ток может оказывать заметное влияние на преобразователь только при к. з. на землю вблизи от места установки преобразователя (на расстоянии одного-двух десятков метров от него) или при установке преобразователя вблизи от места заземления нейтрали сети. В обоих случаях на преобразова-

тель могут влиять токи, проходящие по горизонтальным заземляющим проводникам, которые обычно помещаются на глубине 0,8—1 м от поверхности земли. Однако обычно эти токи составляют небольшую часть всего обратного тока, растекающегося в земле. Поэтому в подобных условиях помехи от обратного тока невелики и в худшем случае параметр σ не превышает 0,1—0,15.

Обратный ток почти полностью замыкается по заземляющим проводникам и может оказывать заметное влияние на параметр σ только при замыкании на землю на территории той же подстанции, на которой заземлена нейтраль сети и установлен преобразователь.

Измеряя ток в линии при моделировании или испытании преобразователя, влияние обратного тока необходимо устранить.

По данным физического моделирования при расположении влияющего тока ниже преобразователя (или, что то же, при преобразователе, повернутом на 180° по сравнению с его положением на рис. 10-1) и тех же относительных расстояниях a/h, c/h сопротивления взаимной индукции оказываются приблизительно в 2,5 раза меньшими, чем получаемые по кривым рис. 10-3. Отсюда вытекает, что при моделировании при испытаниях на линии провод с обратным током должен быть достаточно удален либо цепь, состоящая из нагрузочного устройства и провода линии, должна быть заземлена по обе стороны от места установки преобразователя в достаточном удалении от него (несколько десятков метров).

В работах [42, 44, 45 и 47] приведены данные практического использования дистанционных преобразователей тока в схемах простой токовой защиты линий, дифференциальной защиты трансформаторов, фильтра токов нулевой последовательности, а также данные преобразователей промышленного выпуска.

В работе [76] показана принципиальная возможность ограничивать влияние токов соседних фаз и, следовательно, более точно измерять ток одной фазы в сети с глухозаземленной нейтралью с помощью трех, а в сети с малым током замыкания на землю — с помощью двух дистанционных преобразователей. Установлена также возможность измерения разности токов двух фаз одним преобразователем и дифференциальной защиты крупных электрических машин с использованием дистанционных преобразователей тока.

В работе [77] изложены принципы построения различных простых и комбинированных фильтров симметричных составляющих тока на основе дистанционных преобразователей тока.

10-2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ТОКА С НАГРУЗКОЙ, УПРАВЛЯЕМОЙ НАПРЯЖЕНИЕМ

Все новые разработки аналоговых устройств релейной защиты, как правило, ориентируются на применение интегральных схем и в особенности операционных усилителей [42]. Входное сопро-

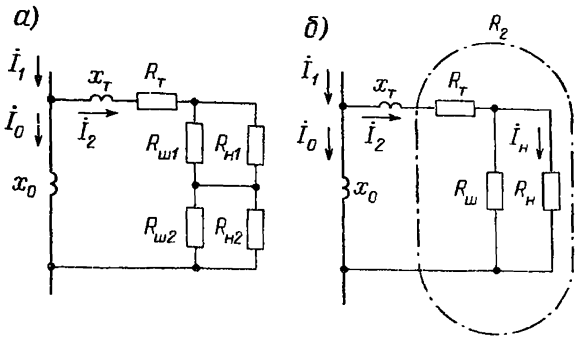


Рис. 10-5. Эквивалентные схемы преобразователей тока

тивление токовых цепей таких устройств является практически активным и притом нестабильным. Оно иногда может изменяться в несколько раз из-за колебаний температуры или замены элементов схемы. Для правильного функционирования этих устройств они должны управляться напряжением, т. е. срабатывать при подведении к ним заданного напряжения от преобразователя тока. Независимо от изменения входного сопротивления релейного устройства это напряжение с достаточной точностью должно быть пропорционально первичному току.

При переходе к дискретной форме представления информации, получаемой от преобразователя тока, в особенности в связи с использованием микропроцессоров или ЭВМ для выполнения функций релейной защиты, нагрузка преобразователя будет также преимущественно управляться напряжением, а ее входное сопротивление будет нестабильным. Поэтому практически важно разрабатывать методы проектирования и расчета устройств преобразования первичного тока, предназначенных для питания релейных нагрузок с входными элементами, управляемыми напряжением.

Основная эквивалентная схема преобразователя тока. Наряду с преобразователями тока, основанными на новых принципах действия (например, оптоэлектронными), по-видимому, и в будущем будут широко применяться схемы преобразования, выполняемые на обычных электромагнитных трансформаторах тока.

Наиболее целесообразной в большинстве случаев следует считать схему с ТТ и резисторами (шунтами), включенными параллельно нагрузкам, управляемым напряжением, непосредственно либо через промежуточные трансформаторы с достаточно малым потреблением. (Эти трансформаторы могут предназначаться для согласования сопротивлений нагрузки и других элементов схемы, а также для электрического разделения цепей.) Такие схемы уже применяются в настоящее время.

На рис. 10-5, *а* представлена эквивалентная схема такого преобразователя тока, содержащего одноэлементный ТТ с сопро-

тивлением намагничивания x_0 и два шунта $R_{ш1}$ и $R_{ш2}$, к которым присоединены нагрузки, управляемые напряжением, $R_{н1}$ и $R_{н2}$. Например, одна из этих нагрузок $R_{н1}$ может представлять собой токовый орган релейной защиты прямой или обратной последовательности, а другая $R_{н2}$ — орган нулевой последовательности. На рисунке не показаны вышеупомянутые промежуточные трансформаторы.

Заметим, что практически целесообразно устанавливать шунты не вблизи ТТ, а непосредственно на входе релейных устройств, управляемых напряжением.

На схеме рис. 10-5, *а* показаны также включенные в цепь вторичного тока сопротивления $x_т$, $R_т$, включающие в себя сопротивления нагрузки, управляемой током (измерительные приборы и релейные устройства, срабатывающие при заданном токе I_1). В $x_т$, $R_т$ учитываются также сопротивления рассеяния и активное сопротивление вторичной обмотки ТТ и соединительных проводов между ТТ, нагрузкой, управляемой током, и шунтами $R_{ш1}$ и $R_{ш2}$.

В большинстве случаев при нескольких нагрузках, управляемых напряжением ($R_{н1}$, $R_{н2}$, ...), для них можно допустить одинаковую погрешность преобразования тока в напряжение. Примем, кроме того, что относительная нестабильность входных сопротивлений всех этих нагрузок одинакова. При этих допущениях можно вместо нескольких шунтов применить один $R_ш$ и считать, что к нему присоединена суммарная нагрузка $R_н$. В результате получаем простую эквивалентную схему (рис. 10-5, *б*), которую и будем считать основной.

Помимо сопротивлений элементов ветви вторичного тока в дальнейших расчетах учитывается общее активное сопротивление, обведенное на схеме рис. 10-5, *б* штрихпунктирной линией.

Иногда вместо шунтов в рассматриваемых схемах применяются вторичные трансреакторы. В этом случае методика расчета схем преобразования тока мало отличается от расчета рассмотренной далее схемы с шунтами.

При отсутствии нагрузки, управляемой током, принципиально можно вместо ТТ применить первичный трансреактор (ТР) с нагрузкой $R_н$, включенной в его вторичную цепь без шунта. При одинаковой мощности, отдаваемой во вторичную цепь, постоянном сопротивлении активно-индуктивной нагрузки и постоянной времени первичной цепи, приблизительно не превышающей $T_1 = 0{,}2$ с, масса магнитопровода такого ТР оказывается значительно больше, чем у ТТ [81]. Однако трансреактор имеет более легкий магнитопровод, чем ТТ при бóльших T_1 и активной нагрузке [92]. Расчеты показали, что при нестабильном сопротивлении $R_н$ масса магнитопровода трансреактора может оказаться меньше, чем у трансформатора тока, и при неучете переходных процессов. Вместе с тем известные недостатки первичного трансреактора (разброс характеристик разных экземпляров при серий-

ном производстве, «подчеркивание» высших гармоник первичного тока, повышенное влияние наводок в соединительных проводах) ограничивают его применение.

Преобразование тока, получаемого от ТТ, в напряжение принципиально возможно и по известной схеме с операционным усилителем. Однако ввиду весьма незначительного входного тока этой схемы для ее применения потребовалось бы очень большое, практически не осуществимое число витков обмотки ТТ или дополнительные неприемлемые усложнения.

Расчет схемы преобразователя тока при учете нагрузки, управляемой напряжением. Ниже рассматривается методика выбора основных параметров элементов схемы на рис. 10-5, *б* при учете полных (среднеквадратических) погрешностей преобразования тока для нагрузок, управляемых током и напряжением. При этом имеется в виду, что при необходимости учета других видов погрешностей (например, токовой или угловой) расчеты могут быть выполнены по аналогичной методике.

Принимаем сопротивление намагничивания ТТ x_0 чисто индуктивным (отсутствуют потери в магнитопроводе), и притом практически постоянным. Эти условия с достаточной точностью выполняются как при установившихся, так и при переходных процессах в первичной цепи при изготовлении магнитопровода ТТ с немагнитными зазорами и определенном ограничении возникающей в нем магнитной индукции.

При неучете переходных процессов магнитопровод ТТ может не иметь зазоров. В этом случае указанные условия ($x_0 = \text{const}$ и отсутствие потерь в магнитопроводе) выполняются с некоторым приближением, притом тем точнее, чем меньше максимальная индукция в магнитопроводе.

При $x_0 = \text{const}$ погрешности преобразования тока в установившемся режиме и преобразования составляющей основной частоты в переходном режиме будут одинаковы независимо от тока I_1.

Считаем сопротивление нагрузки $R_н$, управляемой напряжением, чисто активным, причем оно может изменяться от $R_{н\,min}$ до $R_{н\,max}$. Указанная нестабильность сопротивления нагрузки учитывается расчетным коэффициентом $m_р = R_{н\,min}/R_{н\,max}$. Для простоты рассуждений принимаем, что все сопротивления и токи приведены к одному витку обмотки ТТ и что отмотка витков отсутствует. Приведение сопротивлений и токов осуществляется умножением их действительных значений на квадрат отношения числа витков первичной обмотки w_1 к числу витков вторичной обмотки w_2; например

$$x'_{т*} = x_т (w_1/w_2)^2; \qquad R'_{н*} = R_н (w_1/w_2)^2 \text{ и т. д.,} \qquad (10\text{-}5)$$

где штрихом отмечены сопротивления, приведенные к одному витку.

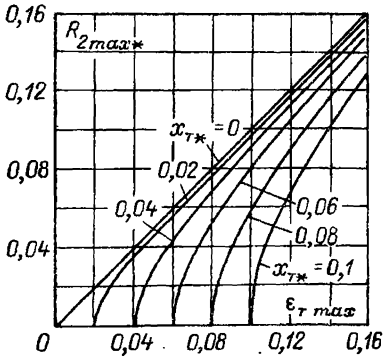


Рис. 10-6. Кривые допустимого сопротивления ветви вторичного тока R_{2max*} в зависимости от погрешности $\varepsilon_{т\ max}$ и индуктивного сопротивления $x_{т*}$

Обозначим полные погрешности для нагрузок, управляемых током и напряжением, соответственно $\varepsilon_т$, $\varepsilon_н$, причем для сокращения записи будем выражать их не в процентах, как обычно принято, а в относительных единицах. При принятых допущениях можно представить эти погрешности в зависимости только от сопротивлений элементов схемы.

Очевидно, что при нестабильном сопротивлении $R_н$ сопротивление R_2 также будет нестабильным, изменяющимся от $R_{2\ max}$ до $R_{2\ min}$. При этом погрешность $\varepsilon_т$ будет наибольшей, $\varepsilon_{т\ max}$ при $R_{н\ max}$ и $R_{2\ max}$.

При принятых допущениях ток полной погрешности ТТ для нагрузки, управляемой током, равен току намагничивания ТТ, а полная погрешность $\varepsilon_т$ — абсолютному значению этого тока, отнесенному к первичному току. Следовательно,

$$\varepsilon_{т\ max} = \frac{I_{0\ max}}{I_1} = \left| \frac{Z_{2max}}{Z_{2max} + jx_0} \right| = \left| \frac{R_{2max} + jx_т}{R_{2max} + j(x_т + x_0)} \right|.$$

Относя сопротивления всех элементов схемы к сопротивлению намагничивания ТТ x_0 ($R_{2*} = R_2/x_0$; $x_{т*} = x_т/x_0$; $R_{ш*} = R_ш/x_0$; $R_{н*} = R_н/x_0$), получаем

$$\varepsilon_{т\ max} = \sqrt{\frac{R_{2max_*}^2 + x_{т*}^2}{R_{2max_*}^2 + (x_{т_*} + 1)^2}}. \qquad (10\text{-}6а)$$

Согласно этому выражению, погрешность равна нулю в предельном случае $R_{2*} = 0$; $x_{т*} = 0$.

Из выражения (10-6а) легко найти наибольшее допустимое сопротивление $R_{2\ max\ *}$ при заданной погрешности $\varepsilon_{т\ max}$:

$$R_{2max*} = \sqrt{(2x_{т*} + 1)\frac{\varepsilon_{т\ max}^2}{1 - \varepsilon_{т\ max}^2}} \approx \sqrt{\frac{2x_{т*} + 1}{1 - \varepsilon_{т\ max}^2} - (x_{т*} + 1)^2}. \qquad (10\text{-}6б)$$

На рис. 10-6 построены кривые зависимости $R_{2\ max\ *}$ от $\varepsilon_{т\ max}$ при нескольких значениях $x_{т*}$. Из этих кривых видно, что $R_{2\ max\ *}$ резко возрастает с увеличением $\varepsilon_{т\ max}$ и уменьшением $x_{т*}$.

Для определения погрешности $\varepsilon_{н\ max}$ необходимо предварительно найти сопротивление шунта $R_{ш*}$ и переменное сопротив-

ЦентрМаг

ление R_{2*}, зависящее от отношения $m = R_{н*}/R_{н\,max\,*}$. Эти сопротивления определяются очевидными выражениями:

$$R_{2max*} = \frac{R_{ш*}R_{н\,max*}}{R_{ш*} + R_{н\,max*}} + R_{т*};$$

$$R_{2*} = \frac{mR_{ш*}R_{н\,max*}}{R_{ш*} + mR_{н\,max*}} + R_{т*}.$$

Из этих выражений находим

$$\left.\begin{aligned} R_{ш*} &= \frac{R_{н\,max*}(R_{2max*} - R_{т*})}{R_{н\,max*} - R_{2max*} + R_{т*}}; \\ R_{2*} &= \frac{mR_{н\,max*}(R_{2max*} - R_{т*})}{mR_{н\,max*} + (1-m)(R_{2max*} - R_{т*})} - R_{т*}. \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}7)$$

Представим последнюю формулу в виде

$$R_{2*} = \alpha(R_{2max*} - R_{т*}) + R_{т*}, \qquad (10\text{-}8)$$

где

$$\alpha = \frac{1}{1 + \frac{1-m}{m}\frac{R_{2max*} - R_{т*}}{R_{н\,max}}}. \qquad (10\text{-}9)$$

Переходя к расчету полной погрешности $\varepsilon_н$, необходимо уточнить, что следует понимать под этой погрешностью применительно к рассматриваемой схеме (рис. 10-5, *б*). Очевидно, целесообразно считать, что для нагрузки, управляемой напряжением, все погрешности равны нулю в предельном случае, когда $R_{т*} = 0$, $x_{т*} = 0$ и $R_{н*} = \infty$. В этом случае на зажимах нагрузки $R_{н*}$ возникает напряжение $\dot{U}_{н.\,х.\,х}$, которое отображает действительный первичный ток ТТ $\dot{I}_1$. При номинальном первичном токе напряжение $U_{н.\,х.\,х}$ будет также номинальным. В других случаях, когда $R_{т*} \neq 0$, $x_{т*} \neq 0$, $R_н \neq 0$, напряжение на тех же зажимах $\dot{U}_н$ отличается от $\dot{U}_{н.\,х.\,х}$ и отображает некоторое значение первичного тока $\dot{I}_1$, не равное $\dot{I}_1$.

По аналогии с трансреактором [42] считаем, что ток полной погрешности для нагрузки $R_н$ в рассматриваемой схеме $\dot{I}_{εн} = \dot{I}'_1 - \dot{I}_1$, а погрешность $\varepsilon_н$ равна абсолютному значению этого тока, отнесенному к первичному току I'.

Из схемы на рис. 10-5, *б* находим:

$$\dot{U}_{н.\,х.\,х} = \dot{I}_1 x_0 \frac{jR_{ш*}}{R_{ш*} + j}; \quad \dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_{н.\,х.\,х}}{x_0}\frac{R_{ш*} + j}{jR_{ш*}};$$

$$\dot{U}_н = \dot{U}_{н.\,х.\,х}\frac{(R_{2*} - R_{т*})(R_{ш*} + j)}{R_{ш*}R_{2*} + jR_{ш*}(1 + x_{т*})}.$$

Первичный ток, отображаемый напряжением $\dot{U}_н$,

$$\dot{I}'_1 = \frac{\dot{U}_{н.\,х.\,х}}{x_0}\frac{(R_{2*} - R_{т*})(R_{ш*} + j)^2}{R^2_{ш*}(jR_{2_*} - 1 - x_т)}.$$

Следовательно,

$$\dot{I}_{\varepsilon н} = \dot{I}_1 \left(\frac{\dot{I}'_1}{\dot{I}_1} - 1 \right) = \dot{I}_1 \left\{ \frac{(R_{2*} - R_{т*})(R_{ш*} + j)}{R_{ш*}[R_{2*} + j(1 + x_{т*})]} - 1 \right\},$$

а погрешность

$$\varepsilon_н = \left| \frac{(R_{2*} - R_{т*})(R_{ш*} + j)}{R_{ш*}[R_{2*} + j(1 + x_{т*})]} - 1 \right|.$$

Имея в виду (10-7), после элементарных преобразований получаем

$$\varepsilon_н = \sqrt{\frac{(R_{2*} - R_{т*} + mR_{н\,max*}x_{т*})^2 + (mR_{н\,max*}R_{т*})^2}{m^2 R_{н\,max*}[(1 + x_{т*})^2 + R_{2*}^2]}}. \quad (10\text{-}10)$$

Можно доказать, что погрешность $\varepsilon_н$ достигает наибольшего значения $\varepsilon_{н\,max}$ при $R_{н*} = R_{н\,min*}$ и $R_{2*} = R_{2\,min*}$, имея в виду, что это утверждение неочевидно. Для доказательства рассмотрим первую производную

$$\frac{d\varepsilon_н^2}{dm} = \frac{\partial \varepsilon_н^2}{\partial m} + \frac{\partial \varepsilon_н^2}{\partial R_{2*}} \frac{dR_{2*}}{dm}. \quad (10\text{-}11)$$

Из выражения (10-10) получаем

$$\frac{\partial \varepsilon_н^2}{\partial m} = -2 \frac{(R_{2*} - R_{т*} + mR_{н\,max*}x_{т*})(R_{2*} - R_{т*})}{[(1 + x_{т*})^2 + R_{2*}^2] m^3 R_{н\,max*}^2};$$

$$\frac{\partial \varepsilon_н^2}{\partial R_{2*}} = 2 \left\{ \frac{R_{2*} - R_{т*} + mR_{н\,max*}x_{т*}}{(1 + x_{т*})^2 + R_{2*}^2} - \right.$$

$$\left. - \frac{R_{2*}[(R_{2*} - x_{т*} + mR_{н\,max*}x_{т*})^2 + (mR_{н\,max*}R_{т*})^2]}{[(1 + x_{т*})^2 + R_{2*}^2]^2} \right\}.$$

Из выражений (10-8), (10-9) находим

$$\frac{dR_{2*}}{dm} = (R_{2max*} - R_{т*}) \frac{d\alpha}{dm} = \frac{(R_{2max*} - R_{т*})^2 R_{н\,max*}}{[mR_{н\,max*} + (1 - m)(R_{2max*} - R_{т*})]^2}.$$

Подстановка полученных производных $\partial\varepsilon_н^2/\partial m$, $\partial\varepsilon_н^2/\partial R_{2*}$, dR_{2*}/dm в формулу (10-11) и довольно громоздкие вычисления, которые здесь не приводятся, показали, что при практически возможных значениях входящих в эти выражения величин производная $d\varepsilon_н^2/dm$ отрицательна. Следовательно, с уменьшением $R_{н*}$, R_{2*} погрешность $\varepsilon_н$ непрерывно возрастает и будет наибольшей при $R_{н*} = R_{н\,min*}$, $R_2 = R_{2\,min}$.

В результате на основании (10-10) получаем формулу максимальной погрешности

$$\varepsilon_{н\,max} = \sqrt{\frac{(R_{2min*} - R_{т*} + m_p R_{н\,max*}x_{т*})^2 + (m_p R_{н\,max*}R_{т*})^2}{m_p^2 R_{н\,max*}^2 [(1 + x_{т*})^2 + R_{2min*}^2]}} \quad (10\text{-}12)$$

ЦентрМаг

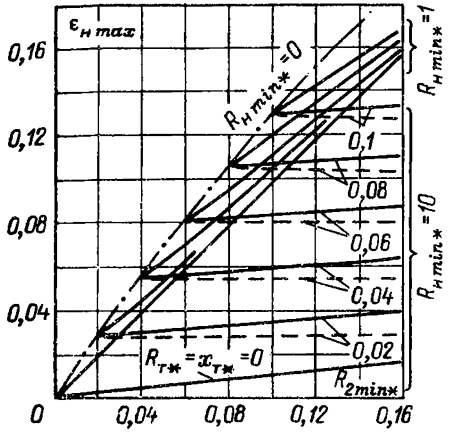


Рис. 10-7. Кривые погрешности $\varepsilon_{н\,max}$ в зависимости от сопротивления $R_{2\,min*}$ при нескольких значениях $R_{н\,min*}$ и $x_{т*}$ Штриховые линии — $R_{н\,min}=\infty$, штрихпунктирная линия — $R_{н\,min}=0$

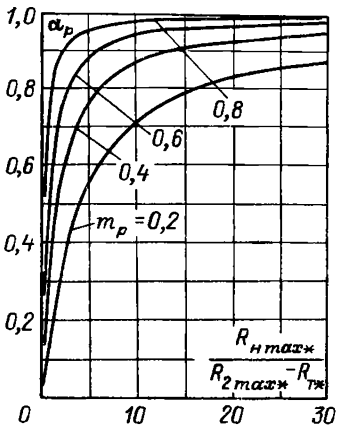


Рис. 10-8. Кривые коэффициента α_p в зависимости от отношения сопротивлений $\frac{R_{н\,max*}}{R_{2\,max}-R_{т*}}$ при различных значениях коэффициента m_p

или

$$\varepsilon_{н\,max}=\sqrt{\frac{\left(\frac{R_{2min*}-R_{т*}}{m_p R_{н\,max*}}+x_{т*}\right)^2+R_{т*}^2}{(1+x_{т*})^2+R_{2min*}^2}}. \qquad (10\text{-}13)$$

Очевидно, что в предельном частном случае при $R_{н\,min}=mR_{н\,max}=0$ имеем $R_{2\,min\,*}=R_{т*}$ и согласно (10-12)

$$\varepsilon_{н\,max}=\sqrt{\frac{x_{т*}^2+R_{т*}^2}{(1+x_{т*})^2+R_{т*}^2}},$$

а при $R_{н\,min}=\infty$ на основании (10-13)

$$\varepsilon_{н\,max}=\sqrt{\frac{x_{т*}^2+R_{т*}^2}{(1+x_{т*})^2+R_{2min*}^2}}.$$

Для иллюстрации полученных выражений на рис. 10-7 построены кривые зависимости погрешности $\varepsilon_{н\,max}$ от сопротивления $R_{2\,min\,*}$ при $R_{т*}=x_{т*}=0\div0{,}1$ и $R_{н\,min}=0;\ 1;\ 10;\ \infty$. Из этих кривых видно, что в упомянутом предельном случае $R_{н\,min\,*}=0$ (штрихпунктирная кривая) погрешность $\varepsilon_{н\,max}$ увеличивается с увеличением $R_{2\,min\,*}$ и не зависит от сопротивлений $R_{т*}$ и $x_{т*}$. При $R_{2\,min\,*}=\text{const}$ погрешность возрастает с увеличением заданных сопротивлений $R_{т*}$, $x_{т*}$ и уменьшением $R_{н\,min\,*}$. При $R_{т*}=\text{const}$, $x_{т*}=\text{const}$ погрешность увеличивается с уменьшением $R_{н\,min}$ и увеличением $R_{2\,min}$, причем каж-

ЦентрМаг

дая группа таких кривых исходит из общей точки, лежащей на кривой $R_{н*} = 0$.

Кривая $\varepsilon_{н\,max} = f(R_{2\,min})$ при $R_{н\,min} = \infty$, $R_{т*} = 0$, $x_{т*} = 0$ совпадает с осью абсцисс, т. е. в данном предельном случае $\varepsilon_{н\,max} = 0$.

Очевидно, что погрешность $\varepsilon_{н\,max}$ не может быть задана произвольно: она зависит от допустимой погрешности $\varepsilon_{т\,max}$ и ряда параметров схемы.

Входящее в формулы (10-12), (10-13) и показанное на рис. 10-7 сопротивление $R_{2\,min\,*}$ определяется в соответствии с формулами (10-8), (10-9):

$$R_{2min*} = \alpha_р (R_{2max*} - R_{т*}) + R_{т*}, \qquad (10\text{-}14)$$

где

$$\alpha_р = \frac{1}{1 + \frac{1 - m_р}{m_р} \frac{R_{2max*} - R_{т*}}{R_{н\,max*}}}. \qquad (10\text{-}15)$$

По формуле (10-15) на рис. 10-8 построены кривые зависимости расчетного коэффициента $\alpha_р$ от $\frac{R_{н\,max*}}{R_{2max*} - R_{т*}}$ при нескольких значениях $m_р$. Из этих кривых видно, что $\alpha_р$, а следовательно, и R_{2*} возрастают по мере увеличения задаваемого коэффициента $m_р$ и при $m_р = 1$ приближаются соответственно к $\alpha_р = 1$ и $R_{2\,min\,*} = R_{2\,max\,*}$. Расчеты показывают, что в большинстве случаев $\alpha_р$ мало отличается от единицы и становится заметно меньше 1 только при относительно небольшом сопротивлении $R_{н\,max}$.

При проектировании устройств преобразования тока учитывается необходимость получения от них достаточных погрешностей $P_т$ и $P_н$ для релейных нагрузок, управляемых током и напряжением в условиях их срабатывания. Поскольку в рассматриваемой схеме (рис. 10-5, *б*) ТТ работает в режиме собственно трансформатора тока (т. е. $\sqrt{R_{2max*}^2 + x_{т*}^2} \leqslant 1$), а не трансреактора, то мощность $P_т$ возрастает с увеличением $R_{т*}$, $x_{т*}$ и с уменьшением $R_{н*}$, $R_{ш*}$. Мощность $P_н$ при $R_{н\,min\,*} > R_{ш*}$ и заданных x_0, $R_{2\,max\,*}$ увеличивается при уменьшении $R_{н*}$ и увеличении $R_{ш*}$. Следовательно, вообще необходимо стремиться к большому сопротивлению $R_{т*}$ (но, разумеется, не за счет увеличения сопротивления соединительных проводов и обмотки ТТ) и малому $R_{н\,min}$. Однако, как было показано выше, увеличение $R_{т*}$ (и соответственно общего сопротивления $R_{2\,max*}$) и уменьшение $R_{н\,min\,*}$ ограничивается погрешностями $\varepsilon_{т\,max}$ и $\varepsilon_{н\,min}$. Очевидно, что требуемая мощность нагрузки, управляемой током, обеспечивается при заданных параметрах $x_т$, $R_т$, $\varepsilon_т$.

ЦентрМаг

Мощность, выделяемая в нагрузке, управляемой напряжением, $P_{н\,min}$ при сопротивлении $R_{н\,max}$ определяется с учетом соотношений

$$I_{2min} = I_1 \frac{jx_0}{R_{2max} + j(x_0 + x_т)};$$

$$I_{н\,min} = I_{2\,min} \frac{R_{2max} - R_т}{R_{2max}}.$$

Имея в виду выражение для токов $I_{2\,min}$, получаем

$$P_{н\,min} = I^2_{н\,min} R_{н\,max} = I_1^2 x_0 \frac{(R_{2\,max*} - R_{т*})^2}{R_{н\,max*}[R_{2max*} + (1 + x_{т*})]^2}. \quad (10\text{-}16)$$

При заданных параметрах схемы I_1, $R_т$, $x_т$, $R_н$, $\varepsilon_{т\,max}$ увеличение сопротивления x_0 приводит к резкому повышению мощности $P_{н\,min}$ и требуемого сопротивления шунта $R_ш$. Одновременно снижается погрешность $\varepsilon_{н\,max}$ (см. рассмотренный ниже пример). В предельном теоретическом случае отсутствия потребления в нагрузке $R_н$ ($P_{н\,min} = 0$) сопротивление шунта $R_ш$ стремится к нулю. Однако в действительности как бы ни была мала мощность $P_{н\,min}$, все же она представляет собой конечную величину и сопротивление $R_ш$ всегда конечно.

На основании изложенного можно определить следующий порядок расчета схемы рис. 10-5, *б* и примененного в ней ТТ. Считаем заданными: номинальный коэффициент трансформации ТТ $n_т$, числа витков первичной w_1 и вторичной w_2 обмоток ТТ, кратность первичного тока K, полные погрешности $\varepsilon_{т\,max}$, $\varepsilon_{н\,max*}$, мощность потребления $P_{н\,min}$, расчетный коэффициент $m_р$ и сопротивление в цепях нагрузок, управляемых током и напряжением. Пересчитав эти сопротивления к одному витку обмотки ТТ, получаем $x_т$, $R_т$, $R_{н\,max}$. Предварительно задаемся сопротивлением намагничивания ТТ x_0 и определяем относительные сопротивления $x_{т*}$; $R_{т*}$; $R_{н\,max\,*}$.

По формулам (10-6), (10-13), (10-15), (10-16) определяем $R_{2\,max\,*}$, $\alpha_р$, $\varepsilon_{н\,max}$, $P_{н\,min}$. Если полученное значение $\varepsilon_{н\,max}$ превышает допустимое или мощность $P_{н\,min}$ оказывается меньше требуемой, задаемся другим x_0 и повторяем расчет до удовлетворительного совпадения. Таким путем окончательно выбираем x_0. (В некоторых случаях при невозможности получения нужных $\varepsilon_{н\,max}$ и $P_{н\,min}$ может потребоваться пересмотр исходных данных.) При выбранном x_0 по формуле (10-7) рассчитываем сопротивление $R_{ш*}$ и находим действительное сопротивление шунта $R_{ш*}x_0\,(w_2/w_1)^2$.

Пример 10-1. Рассчитаем параметры схемы рис. 10-5, *б* при следующих исходных данных: $n_т = 1000/5$ А; $w_1 = 1$; $w_2 = 200$; $K = 2$; $\varepsilon_{т\,max} = 0{,}1$; погрешность $\varepsilon_{н\,min}$ также не должна превосходить 0,1; $P_{н\,min} = 4$ мВт; $m_р = 0{,}6$; индуктивное сопротивление нагрузки, управляемой током, 0,3 Ом; ее действительное активное сопротивление $R_т = 0{,}3$ Ом; активное сопротивление

нагрузки, управляемой напряжением: $R_{н\,max} = 400$ Ом, $R_{н\,max*} = 1 \cdot 10^{-2}$ Ом, $R_{н\,min} = 0{,}6 \cdot 10^{-2}$ Ом.

Находим сопротивления $x'_{т*}$, $R'_{т*}$ и $R'_{н*}$ по формулам (10-5):

$$x'_{т*} = x_т (w_1/w_2)^2 = 0{,}3\,(1/200)^2 = 0{,}075 \cdot 10^{-4} \text{ Ом};$$
$$R'_{т*} = R_т (w_1/w_2)^2 = 0{,}3\,(1/200)^2 = 0{,}075 \cdot 10^{-4} \text{ Ом};$$
$$R_{н*} = 0{,}6 \cdot 400\,(1/200)^2 = 0{,}6 \cdot 10^{-2} \text{ Ом}.$$

Задаемся сопротивлением намагничивания $x_0 = 0{,}1$ мОм и находим $x_{т*} = x'_{т*}/x_0 = 0{,}075$; $R_{т*} = R'_{т*}/x_0 = 0{,}075$ и $R_{н\,max\,*} = 100$, а также остальные величины, указанные в табл. 10-2.

Погрешность $\varepsilon_{н\,max} = 0{,}1061$ близка к допустимой, однако мощность $P_{н\,min} = 0{,}0198$ мВт оказывается значительно меньше заданной. Задаемся несколькими другими значениями x_0 и в результате расчета находим, что требуемая мощность $P_{н\,min}$ обеспечивается при $x_0 = 0{,}125$ мОм. (Основные расчетные данные указаны в той же таблице. Для сравнения в ней приведены также данные при $x_0 = 0{,}15$ мОм.) Заметим, что при всех x_0, приведенных в таблице, расчетный коэффициент $\alpha_р$ получился примерно равным единице.

Как видно из таблицы, погрешность $\varepsilon_{н\,max}$ изменяется в зависимости от x_0 сравнительно незначительно, приблизительно от 0,1 до 0,068. Зато мощность $P_{н\,min}$ и необходимое сопротивление шунта при изменении x_0 от 0,1 до 0,15 мОм соответственно возрастают в 750 раз и в 26,7 раза.

В результате расчета выбираем сопротивление намагничивания ТТ, приведенное ко вторичной обмотке, равным 5 Ом, а сопротивление шунта 0,139 Ом.

При заданных величинах и принятом сопротивлении x_0 проектирование ТТ производится по известным методам [97], причем прежде всего необходимо выбрать максимальную индукцию в магнитопроводе. При ТТ с зазорами эта индукция рассчитывается с учетом апериодической составляющей тока в переходном режиме. Для ТТ без зазоров индукция B_m должна быть достаточно малой (порядка тысячных долей тесла). Далее определяются основные размеры магнитопровода и т. д.

При отсутствии нагрузки, управляемой током, т. е. при неограниченной погрешности $\varepsilon_т$, допустимое сопротивление $R_{2\,max\,*}$

Таблица 10-2. **Результаты расчета**

x_0, мОм	$x_{т*}$, о. е.	$R_{т*}$, о. е.	$R_{н\,max*}$, о. е.	$R_{н\,max*}$, о. е.	$\alpha_р$	$\varepsilon_{н\,max}$	$P_н$, мВт	$R_{ш*}$, о. е.	Действительное сопротивление шунта, мОм
0,1	0,075	0,075	100	0,0774	1	0,1061	0 0198	0,0024	9,6
0,125	0,06	0,06	80	0,0878	1	0,0802	4,276	0,0278	139
0,15	0,05	0,05	66,7	0,0928	1	0,0678	14,82	0,0428	256,8

в отличие от изложенного определяется с учетом ограничения напряжения на зажимах вторичной обмотки ТТ при допустимой кратности тока короткого замыкания и по другим соображениям. В остальном расчет схемы на рис. 10-5, *б* не отличается от рассмотренного.

Все изложенное выше непосредственно относилось к преобразователю тока с одноступенчатым электромагнитным ТТ. Применительно к ТТ каскадного типа предварительно производится разделение общей допустимой погрешности между ступенями ТТ [97]. Таким путем определяется погрешность $\varepsilon_{т\,max}$ для нижней ступени. Дальнейший расчет параметров схемы преобразователя с учетом нагрузки, управляемой напряжением, производится в соответствии с изложенными выше положениями.

В перспективе получат широкое применение устройства релейной защиты, требующие управления напряжением. В связи с этим следует считать актуальной разработку соответствующих первичных преобразователей тока. Для данной цепи должна получить широкое применение схема ТТ с шунтом во вторичной цепи (см. рис. 10-5, *б*). Расчет параметров этой схемы при учете допустимых полных погрешностей для нагрузок, управляемых током и напряжением, может быть выполнен при помощи полученных выше формул и кривых.

10-3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ТОКА С ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ МЕЖДУ ЦЕПЯМИ ВЫСОКОГО И НИЗКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

С ростом напряжения линий электропередачи резко возрастает стоимость ТТ, выполняемых по традиционному электромагнитному принципу, главным образом за счет стоимости их изоляции. Поэтому потребовалась разработка принципиально новых измерительных преобразователей тока, основанных на разделении цепей высокого и низкого напряжения при помощи оптических, радио- или емкостных каналов связи. Преимуществом емкостной связи является ее сравнительная простота, меньшая стоимость и возможность получения на выходе преобразователя относительно большой мощности. ИПТ данного типа может быть применен на ЛЭП как постоянного, так и переменного тока.

На рис. 10-9 дана принципиальная схема такого устройства, реализующего емкостную связь, а на рис. 10-10 — ее схема замещения, иллюстрирующая принцип действия ИПТ.

Состоящий из двух одинаковых половин трансформатор тока *2* (рис. 10-9) устанавливается на проводе линии *1* и находится под потенциалом ЛЭП, а выходное устройство *7*, *8*, *9* — под потенциалом земли. Связь между ними осуществляется через емкости *6*, в качестве которых используются специальные конденсаторы или высоковольтные изоляторы линии подвесного или опорного типа. В состав выходного блока входят вспомогательный трансформа-

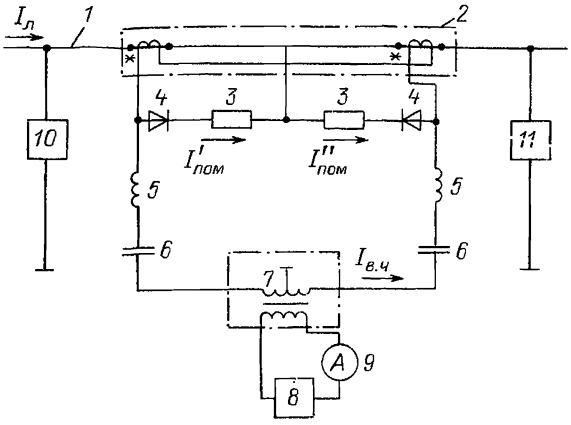


Рис. 10-9. Принципиальная схема ИПТ

тор *7* со средним заземленным выводом первичной обмотки, включенные в его вторичную обмотку генератор токов высокой частоты *8*, устройство релейной защиты, автоматики или измерительный прибор *9*.

На схеме рис. 10-9 указаны силовые элементы *10* и *11*, не входящие в состав ИПТ, но влияющие на его работу, включенные по концам ЛЭП между проводом *1* и землей. В число элементов *10* и *11* на линиях постоянного тока могут входить заземленные выпрямители и инверторы, а на линиях переменного тока — повышающие и понижающие трансформаторы с заземленной обмоткой высшего напряжения. Заземление элементов *10* и *11* вообще необходимо для снижения напряжений и удешевления изоляции ЛЭП. При постоянном токе заземляется средняя точка указанных элементов, а при переменном — нейтрали трансформаторов. Для компенсации влияния емкостей *6*, сопротивление которых может быть очень велико, служат катушки индуктивности *5*, настроенные в резонанс с емкостями *6* на частоте генератора *8*. В схеме предусмотрены также симметричные корректирующие цепочки, состоящие из резисторов *3* и диодов *4*. Параметры резисторов *3* выбраны с таким расчетом, что рабочая точка на кривой намагничивания магнитопроводов трансформатора *2* располага-

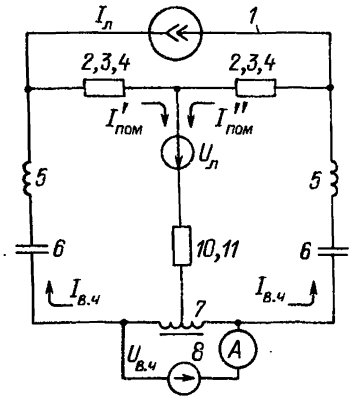


Рис. 10-10. Схема замещения ИПТ

ется на линейной части. Так получается практически линейная характеристика ИПТ.

Принцип работы ИПТ аналогичен принципу действия обычного трансформатора постоянного тока (см. гл. 5). Ток высокой частоты, вырабатываемый генератором *8*, трансформируется трансформатором *7* и разветвляется по двум колебательным контурам *2*, *3*, *4*, *5*, *6*, замыкается через землю и элементы *10* и *11* (рис. 10-10). В качестве измерительного трансформатора тока *2* применяется трансформатор с двумя магнитопроводами из магнитомягкого материала с характеристикой намагничивания, по возможности приближающейся к прямоугольной. Первичная и вторичная обмотки обоих магнитопроводов, соединенные, как показано на рис. 10-9, имеют уравновешенную м. д. с.

Предположим, что по проводу ЛЭП проходит постоянный ток. В течение каждого полупериода вспомогательного переменного тока i_2 в данном магнитопроводе переменная составляющая магнитного потока направлена навстречу потоку от постоянного тока в первичных обмотках, а в другом магнитопроводе оба потока совпадают по направлению. Под действием э. д. с., индуцируемой, например, в обмотках левого магнитопровода, устанавливается равенство м. д. с. $i_2w_2 = i_1w_1$, между тем как магнитные потоки в правом магнитопроводе практически не оказывают влияния на э. д. с. и вторичный ток. В следующий полупериод, наоборот, уравновешивается м. д. с. под действием магнитных потоков и э. д. с. правого магнитопровода, а левый магнитопровод не оказывает влияния.

При первичном переменном токе в ЛЭП сохраняется тот же принцип работы ИПТ вследствие выбора достаточно высокой частоты тока генератора *8*. По сравнению с этой частотой рабочая частота линии 50 Гц приближенно может считаться равной нулю.

В передаче постоянного тока под воздействием напряжения ЛЭП через элементы *10* и *11*, заземления ЛЭП, толщу земли и прочие элементы схемы (см. рис. 10-9 и 10-10) замыкается неизвестная переменная составляющая пульсирующего тока, а в переходных режимах — также свободные составляющие токов, апериодические и периодические. На ЛЭП переменного тока по указанной цепи замыкаются токи рабочей частоты в нормальном режиме и свободные составляющие токов при переходных процессах. В общем случае перечисленные токи, складываясь, образуют суммарные помехи в левой и правой частях схемы, токи помех $I'_{\text{пом}}$ и $I''_{\text{пом}}$. Эти токи весьма невелики по сравнению с рабочим током линии, но, как показывают расчеты, могут быть соизмеримы с токами полезного сигнала высокой частоты, создаваемыми генератором *8*. Однако они не влияют на выход схемы, поскольку при условии полной идентичности контуров схемы на рис. 10-10 токи $I'_{\text{пом}} = I''_{\text{пом}}$, м. д. с. трансформатора *7* уравновешиваются и ток на его выходе равен нулю.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

МЕТОДЫ ИСПЫТАНИЙ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

11-1. ИСПЫТАНИЕ ИЗОЛЯЦИИ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Первичная обмотка. Ее испытание проводится для ТТ;

1) на номинальное напряжение 0,66 кВ — по ГОСТ 2933—74;

2) на номинальное напряжение от 6 до 500 кВ включительно — по ГОСТ 1516.1—76 и 1516.2—76;

3) на номинальное напряжение 750 кВ — по ГОСТ 20690 и 1516.2—76.

Испытательное напряжение прикладывается между выводами (или замкнутыми накоротко выводами) первичной обмотки и замкнутыми выводами вторичных обмоток. К последним должны быть присоединены заземленные части ТТ.

Если в конструкции ТТ нет заземленных элементов крепления, то в стандартах на конкретные типы ТТ при необходимости следует указывать расположение и размеры заземленных металлических частей, которые во время испытаний должны быть присоединены к замкнутым накоротко вторичным обмоткам.

Вторичная обмотка. Ее испытание производится по ГОСТ 1516.2—76. Испытательное напряжение прикладывается поочередно между замкнутыми накоротко выводами каждой вторичной обмотки и замкнутыми накоротко выводами прочих вторичных обмоток, к которым присоединяются заземляемые части ТТ. Если в конструкции нет заземленных частей, то поступают таким же образом, как с первичной обмоткой (см. выше).

Междувитковая и междусекционная изоляция. Во время испытаний междувитковой изоляции испытуемая вторичная обмотка должна быть разомкнута. Если ТТ имеет еще другие вторичные обмотки, то они должны быть замкнуты накоротко.

Можно проводить испытания при нескольких одновременно разомкнутых обмотках, если сравнительными испытаниями на одной и той же установке показано, что напряжение (амплитуда), индуцированное при этом во вторичных обмотках, не уменьшается более чем на 20 % по сравнению с испытаниями, проводимыми при одной разомкнутой обмотке. Через первичную обмотку ТТ пропускается ток частоты 50 Гц.

Междувитковая изоляция обмоток ТТ должна выдерживать без пробоя или повреждения в течение 1 мин индуцируемое в них напряжение при прохождении по первичной обмотке тока, который определяется одним из двух условий:

а) он должен быть равен номинальному току, если амплитуда напряжения между выводами разомкнутой вторичной обмотки не превышает 3,5 кВ;

б) он должен быть меньше номинального тока, но при этом амплитуда напряжения между выводами разомкнутой вторичной обмотки должна быть равна 3,5 кВ.

Вышеприведенное испытание не является воспроизведением условий работы ТТ при разомкнутой вторичной обмотке, а только проверкой качества междувитковой изоляции. Поэтому при этих испытаниях форма волны тока и напряжения не нормируется.

Первичная обмотка шинных, втулочных, встроенных и разъемных ТТ может имитироваться несколькими витками. Однако при этом за номинальный первичный ток принимается такой ток, при котором сохраняется номинальная первичная м. д. с.

Определение напряжения, индуцируемого во вторичной обмотке, может производиться следующим образом:

а) непосредственным измерением на выводах испытуемой вторичной обмотки;

б) для ТТ, имеющих собственную первичную обмотку, — измерением напряжения на выводах первичной обмотки и умножением измеренного напряжения на отношение чисел витков вторичной и первичной обмоток (при этом измерении пренебрегают падением напряжения на первичной обмотке);

в) для шинных, втулочных, встроенных и разъемных ТТ — измерением напряжения на выводах «контрольной» обмотки, временно наложенной поверх испытуемой обмотки, и умножением измеренного напряжения на отношение чисел витков вторичной и контрольной обмоток.

Измерение действующего значения первичного тока производится посредством ТТ и амперметра классов точности не ниже 1.

Определение амплитудного значения напряжения, индуцируемого во вторичной обмотке, должно производиться с погрешностью, не большей 10 %, приборами, имеющими высокое входное сопротивление: электронным вольтметром или электронно-лучевым осциллографом с делителем напряжения. Допускается также пользоваться вольтметром, реагирующим на амплитудное значение напряжения, но градуируемым в действующих значениях синусоидальной кривой, например типа ВК7-9. В этом случае напряжение, показываемое прибором, умножается на $\sqrt{2}$.

Если определяющей величиной при испытании является амплитудное напряжение, то вместо измерения тока допускается ограничиваться лишь контролем над его изменением. Если определяющей величиной при испытании является первичный ток, то вместо измерения напряжения также можно ограничиться контролем над его изменением.

ТТ считается выдержавшим испытание, если в процессе испытания междувитковой изоляции вторичной обмотки не произошло резкого увеличения первичного тока или уменьшения индуцируемого напряжения.

Междусекционная изоляция испытывается в соответствии с ГОСТ 1516.2—76. Испытательное напряжение

прикладывается поочередно между каждой секцией и соединенными друг с другом прочими секциями обмотки.

Путь утечки внешней изоляции ТТ категории размещения 1 определяется по ГОСТ 9920—75.

11-2. МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ИСПЫТАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Проверка полярности и определения токовых и угловых погрешностей производится по ГОСТ 8.217—76. При этом:

а. Погрешности вторичных обмоток для измерения должны определяться

при номинальной вторичной нагрузке $z_{2\,\text{н.ном}}$ и при первичном токе, равном 5; 20 и 100 % номинального тока;

при вторичной нагрузке, равной нижнему пределу нагрузки согласно табл. 2-1, и первичном токе, равном 120 % номинального тока.

Погрешности не должны выходить за пределы ломаных линий, состоящих из отрезков, проведенных через точки предельных погрешностей (см. рис. 2-2). Для ТТ с номинальной вторичной нагрузкой более 60 В·А нижний предел вторичной нагрузки в омах определяется выражением $z_2 = 15/I_{2\text{н}}^2$.

б. Погрешности вторичных обмоток для защиты определяются при номинальной нагрузке и номинальном токе.

При определении погрешностей вторичной обмотки каскадного ТТ все остальные его обмотки должны быть замкнуты на нагрузку. Процентное отношение этих нагрузок к своим номинальным значениям должно соответствовать процентному отношению вторичной нагрузки к ее номинальному значению в испытуемой обмотке.

Определение погрешностей шинных, втулочных, встроенных и разъемных ТТ при типовых испытаниях производится в контуре согласно ГОСТ 7746—78.

Определение погрешностей шинных, втулочных, встроенных и разъемных ТТ на номинальные токи свыше 2000 А при приемосдаточных и периодических испытаниях можно производить с первичной обмоткой, состоящей из нескольких витков, и при соответственно уменьшенном номинальном токе (таким образом, чтобы номинальная первичная м. д. с. осталась неизменной).

Определение полной погрешности производится согласно ГОСТ 7746—78. Образцовый ТТ, посредством которого производятся измерения, должен иметь:

а) класс точности не ниже 0,5 или полную погрешность не более 0,5 % при испытаниях вторичной обмотки класса 5Р;

б) класс точности не ниже 1 или полную погрешность не более 1 % при испытаниях вторичной обмотки класса 10 Р;

в) вторичная нагрузка и ее коэффициент мощности выбираются так, чтобы полное сопротивление внешней вторичной цепи испытуемого ТТ (включая сопротивление проводов, промежуточ-

ного ТТ и др.) и ее коэффициент мощности были равны заданным с точностью 5 %.

Через первичные обмотки образцового и испытуемого ТТ пропускается ток частоты $50^{+0,5}_{-5,0}$ Гц практически синусоидальной формы, значение которого соответствует предельной кратности.

Когда испытательная установка или нормируемая термическая стойкость испытуемого ТТ ограничивают длительность требуемого тока, можно определение токов производить осциллографированием.

В ТТ с несколькими номинальными коэффициентами трансформации, получаемыми путем переключения секций обмоток при неизменной номинальной м. д. с., измерение полной погрешности может производиться при любом коэффициенте трансформации. Испытания шинных, втулочных, встроенных и разъемных ТТ производятся на испытательном контуре согласно ГОСТ 7746—78.

Измерение тока намагничивания и сопротивления постоянному току вторичных обмоток. Измерение сопротивления вторичных обмоток постоянному току производится мостом постоянного тока при температуре ТТ в пределах 20 ± 5 °С. Возможно производить измерение сопротивления вторичных обмоток при температуре ТТ, отличающейся от 20 ± 5 °С, но при условии, что измеренные значения сопротивления будут приведены к температуре 20 °С.

При измерении тока намагничивания к испытуемой вторичной обмотке при разомкнутой первичной обмотке прикладывается расчетное напряжение U частоты 50 Гц и измеряется ток, проходящий при этом по обмотке. Расчетное напряжение (в вольтах)

$$U = I_{2н} K_н \sqrt{(R_2 + z_{2\,н.\,ном} \cdot 0{,}8)^2 (z_{2\,н.\,ном} \cdot 0{,}6)^2},$$

где $I_{2н}$ — номинальный вторичный ток, А; $K_н$ — номинальная предельная кратность; R_2 — сопротивление вторичной обмотки постоянному току (по данным конструкторской документации), приведенное к температуре 75 °С, Ом; $z_{2\,н.\,ном}$ — номинальная вторичная нагрузка, Ом.

Измерение напряжения U производится вольтметром, показывающим среднее значение напряжения. Поэтому показания вольтметра следует умножать на коэффициент 1,11. Допускается производить измерение вольтметром, показания которого пропорциональны среднему значению напряжения, а шкала градуирована в действующих значениях синусоидальной кривой. Умножения показаний вольтметра на коэффициент 1,11 в этом случае не требуется. Основная погрешность вольтметра не должна превышать ±2,5 %. В каскадных ТТ измерение тока намагничивания производится раздельно для каждой ступени.

Измерение напряжения U производится:

а) непосредственно на выводах испытуемой вторичной обмотки;

б) для ТТ, имеющих собственную первичную обмотку, — на выходах первичной обмотки. При этом показания вольтметра умножаются не только на коэффициент 1,11, но и на отношение чисел витков первичной и вторичной обмоток;

в) для шинных, втулочных, встроенных и разъемных ТТ, не имеющих собственной первичной обмотки, — на выходах специальной контрольной обмотки, намотанной на ТТ на время испытаний. При этом показания вольтметра умножаются на 1,11 и на отношение числа витков вторичной и контрольной обмоток.

Измерение действующего значения тока намагничивания производится амперметром класса точности не менее 1.

11-3. ИСПЫТАНИЯ НА СТОЙКОСТЬ К ТОКАМ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

Испытания на стойкость к токам короткого замыкания производятся путем пропускания через первичную обмотку (при замкнутых накоротко вторичных обмотках и любом подходящем для опыта напряжении частоты 50^{+5}_{-10} Гц) следующих токов:

а) тока, наибольший пик которого находится в пределах (1,0—1,1) $i_д$; начальное действующее значение периодической составляющей должно находиться в пределах (1—1,15) $i_д/(1{,}8\sqrt{2})$. Длительность тока 3—10 полупериодов; при испытаниях шинных, втулочных, встроенных и разъемных ТТ наибольший пик тока не устанавливается;

б) тока $I_и$, среднеквадратическое значение которого в течение времени прохождения было бы таким, чтобы выполнялось соотношение

$$1{,}1I_т^2 t_{к.з} \geqslant I_и^2 t_и \geqslant I_т^2 t_{к.з}.$$

При этом значение времени $t_и$ должно находиться в пределах от 0,5 до 5 с.

Перед испытанием температура ТТ должна лежать в пределах 25 ± 10 °С.

Указанные испытания должны проводиться в однофазном испытательном контуре. Размеры и конфигурация контура при испытаниях ТТ категорий размещения 3 и 4, а также расстояние от выводов первичной обмотки этих ТТ до ближайших точек фиксации проводников контура указываются в стандартах на конкретные типы ТТ.

Трансформатор тока считается выдержавшим испытание, если:

а) не произошло повреждений, препятствующих его дальнейшей работе;

б) после охлаждения до температуры 25 ± 10 °С ТТ выдержал испытание изоляции первичной обмотки одноминутным испытательным напряжением частоты 50 Гц, испытание междусекционной изоляции секционированных обмоток, испытание изоляции вторичных обмоток и испытание междувитковой изоляции и если

Центрэнерго

погрешности его вторичных обмоток удовлетворяют установленным классам точности.

В стандартах на конкретные типы ТТ, у которых плотность тока термической стойкости (А/мм²) превышает значения:

а) у ТТ на частоту 50 Гц:

для медных проводников $160/\sqrt{t_{к.з}}$;

для алюминиевых проводников $105/\sqrt{t_{к.з}}$;

б) у ТТ на частоту 60 Гц:

для медных проводников $154/\sqrt{t_{к.з}}$;

для алюминиевых проводников $101/\sqrt{t_{к.з}}$,

должны указываться для типовых испытаний дополнительные критерии, подтверждающие успешность испытаний на стойкость к токам к. з.

11-4. КЛИМАТИЧЕСКИЕ ИСПЫТАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Испытания на теплостойкость при эксплуатации производятся по ГОСТ 16962—71. При этом в зависимости от особенностей конструкции в стандартах на конкретные типы ТТ должны оговариваться:

а) условия испытания (в камере с электрической нагрузкой или без нее либо вне камеры при электрическом режиме, обеспечивающем предельную допустимую температуру наиболее нагретого токоведущего элемента);

б) значение тока, проходящего по обмоткам ТТ, при испытании их с током;

в) температура окружающего воздуха, при которой производится испытание;

г) длительность испытания или методы контроля над достижением трансформатором тока состояния теплового равновесия (например, по сопротивлению вторичных обмоток);

д) параметры и характеристики, подлежащие проверке в конце испытания ТТ в нагретом состоянии, а также после его охлаждения до температуры 25 ± 10 °С.

Испытания на холодостойкость при эксплуатации производятся без тока. В стандартах на конкретные типы ТТ устанавливаются:

а) время выдержки ТТ при температуре испытания или методы контроля над достижением трансформатором тока состояния теплового равновесия (например, по сопротивлению вторичных обмоток);

б) параметры и характеристики, подлежащие проверке в конце испытания ТТ в охлажденном состоянии, а также после нагрева его до температуры 25 ± 10 °С.

Испытания на холодостойкость при температуре транспортировки и хранения производятся по ГОСТ 16962—71.

Испытания на влагостойкость производятся по ГОСТ 16962—71. При этом в зависимости от особенностей кон-

Центрмаг

струкции, а также климатического исполнения и категории размещения в стандартах на конкретные типы ТТ устанавливаются:

а) конкретный метод испытания по ГОСТ 16962—71, а также параметры и характеристики, подлежащие проверке в процессе испытания или после него.

Испытания на брызгозащищенность ТТ категории размещения 1 проводятся по ГОСТ 16962—71.

Климатические испытания допускается проводить на сборочных единицах и деталях ТТ, а также засчитывать испытания ТТ других типов, имеющих аналогичные конструктивные или технологические решения либо одинаковые материалы.

Испытание на нагрев при продолжительном режиме производится по ГОСТ 2933—74 для ТТ на номинальное напряжение 0,66 кВ и по ГОСТ 8024—69 для ТТ на номинальные напряжения 6—750 кВ при наибольшем рабочем первичном токе.

Испытание производится при температуре окружающего воздуха 25 ± 10 °С, если в стандартах на конкретные типы ТТ не предусмотрены другие условия.

В трансформаторах тока, имеющих собственную первичную обмотку, подвод тока к выводам первичной обмотки производится проводами или шинами длиной не менее 1,5 м. Поперечное сечение проводов и шин выбирается таким образом, чтобы превышение их температуры над температурой окружающего воздуха на расстоянии от 0,75 до 1 м от вывода первичной обмотки ТТ составляло 45 ± 3 °С.

Испытание шинных, втулочных, встроенных и разъемных ТТ на большие номинальные первичные токи производится в контуре, размеры которого указаны в ГОСТ 7746—78.

ТТ с несколькими коэффициентами трансформации, получаемыми путем переключения секций первичной обмотки, испытываются при наибольшем коэффициенте трансформации.

Вторичные обмотки ТТ при указанных испытаниях замыкаются на номинальную нагрузку, на амперметр либо накоротко.

11-5. ИСПЫТАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА ПРИ МЕХАНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ

Проверка стойкости ТТ категории размещения 1 к механическому воздействию тяжения проводов и ветра. При этих испытаниях к ТТ, закрепленному на жестком основании, прикладывается одновременно в течение 5 мин нагрузка, имитирующая тяжение проводов и действие ветра. Нагрузка, имитирующая тяжение проводов, равная значениям, приведенным на стр. 11, прикладывается к одному из выводов первичной обмотки ТТ в горизонтальной плоскости (в направлении оси вывода, с допускаемым отклонением ±5°).

Нагрузка, имитирующая действие ветра (с учетом его скорости — см. стр. 11), прикладывается к ТТ в одной или нескольких

точках по высоте в горизонтальном направлении (в направлении, перпендикулярном к вертикальной плоскости, проходящей через оси выводов от первичной обмотки).

ТТ считается выдержавшим испытание, если не произошло механических повреждений, а у маслонаполненных ТТ, кроме того, не появилась течь масла в уплотнениях.

Испытания ТТ, предназначенных для установки в машинных залах электростанций, на стойкость к воздействию механических факторов внешней среды. Эти испытания производятся по ГОСТ 16962—71. Допускается совмещать такие испытания с типовыми испытаниями турбогенератора. В этом случае ТТ устанавливается в распределительном устройстве машинного зала, в турбогенераторе или в шинопроводе согласно монтажному чертежу. ТТ считается выдержавшим испытание, если не произошло повреждений, препятствующих его дальнейшей работе.

Испытания на прочность при транспортировке. При этих испытаниях ТТ упаковывается в соответствии с чертежной документацией, а затем подвергается испытанию на испытательном стенде или же перевозке на грузовой автомашине. Должны быть оговорены характер покрытия дороги, длина пути, скорость движения и способы крепления, упаковка в автомашине.

После испытаний производится вскрытие упаковки и внешний осмотр ТТ, а также испытание одноминутным испытательным напряжением частоты 50 Гц изоляции вторичных обмоток, определение полярности, токовых и угловых погрешностей (при одном первичном токе и номинальной вторичной нагрузке).

ТТ считается выдержавшим испытание, если при осмотре не обнаружено повреждений как самого ТТ, так и упаковки.

Испытания на прочность упаковки при сбрасывании производятся только для ТТ, суммарная масса которого вместе с упаковкой не превышает 200 кг. ТТ, имеющие с упаковкой массу более 200 кг, испытанию на прочность сбрасыванием не подвергаются. Упаковка с ТТ сбрасывается один раз на ударную площадку по ГОСТ 18425—73 на торцевую сторону ящика с высоты:

0,5 м — при суммарной массе ТТ и упаковки до 100 кг включительно;

0,3 м — при суммарной массе ТТ и упаковки свыше 100 до 200 кг включительно.

Упаковка считается выдержавшей испытание, если при ее внешнем осмотре не обнаружено серьезных повреждений, отражающихся на защитных свойствах тары. Допускается лишь ослабление отдельных креплений.

11-6. ПРОВЕРКА НА СООТВЕТСТВИЕ СБОРОЧНОМУ ЧЕРТЕЖУ И УПАКОВКА

При этой проверке определяются:

а) габаритные, установочные и присоединительные размеры;

б) масса трансформатора тока;
в) состояние поверхности наружных изоляционных частей;
г) состояние защитных покрытий наружных частей;
д) состояние площадки под заземляющие зажимы;
е) правильность заполнения табличек технических данных.

Габаритные размеры и масса ТТ проверяются только при типовых испытаниях.

Проверка производится путем внешнего осмотра, измерения универсальными измерительными инструментами, при необходимости с помощью шаблонов, а также путем взвешивания ТТ на весах общего пользования или посредством пружинных динамометров. Допускается определять массу ТТ путем суммирования масс его отдельных сборочных единиц.

Проверка показателей надежности производится на основании сбора данных у потребителей и обработки их по ГОСТ 16468—70.

Упаковка. Трансформаторы тока испытаний У и ХЛ, категории размещения 1 упаковываются в плотные или решетчатые ящики, а ТТ категорий размещения 2, 3 и 4 — в плотные ящики по ГОСТ 10198—71 или 2991—76 либо в специальную транспортную тару. Ящики для ТТ категорий размещения 2, 3 и 4 обиваются или выкладываются внутри водонепроницаемым материалом. В пределах одного города допускается транспортировка ТТ без упаковки при условии принятия необходимых мер, предотвращающих повреждения.

Если ТТ транспортируются в контейнерах без индивидуальной упаковки, то они надежно закрепляются во избежание механических повреждений.

Условия транспортировки ТТ в отношении воздействия климатических факторов внешней среды должны соответствовать ГОСТ 15150—69:

ОЖ4 — для ТТ категории размещения 1;
С — для ТТ категории размещения 2 и 3;
Л — для ТТ категории размещения 4.

Центрмаг

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Адоньев Н. М., Афанасьев В. В., Карпенко Л. Н.** Оптико-электронный трансформатор тока высокого напряжения//Электричество. 1969. № 11. С. 1—5.

2. **Адоньев Н. М., Афанасьев В. В., Жалалис Л. В.** Оптико-электронный трансформатор тока на 750 кВ с прямой модуляцией светового потока//Электротехническая промышленность. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы. 1972. № 6 (15). С. 19, 20.

3. **Адоньев Н. М., Захаров В. Н., Зубков В. П.** Определение передаточной характеристики дифференциального оптико-электронного трансформатора тока на эффекте Фарадея//Электротехническая промышленность. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы. 1975. № 1 (45). С. 6, 7.

4. **Адоньев Н. М., Бабкин И. В.** Светодиодная система управления коммутационными аппаратами//Электротехническая промышленность. Аппараты высокого напряжения. 1977. № 11. С. 23, 24.

5. **Атабеков А. А.** Релейная защита высоковольтных сетей. М.; Л.: Госэнергоиздат, 1949.

6. **Афанасьев В. В., Адоньев Н. М., Карпенко Л. Н.** Электрические аппараты (атлас конструкций). Л.: Энергия, 1977.

7. **Афанасьев В. В., Крастина А. Д.** Новые методы измерения напряжения в высоковольтных цепях//Электричество. 1970. № 7. С. 5—11.

8. **Афанасьев В. В., Зубков В. П., Крастина А. Д.** Оптико-электронные трансформаторы тока//Электричество. 1970. № 7. С. 18—24.

9. **Афанасьев В. В., Зубков В. П., Крастина А. Д.** Оптические трансформаторы тока для систем сверхвысокого напряжения//Электричество. 1975. № 6. С. 21—30.

10. **Барзиловнч В. М.** Высоковольтные трансформаторы тока. Л.: Госэнергоиздат, 1962.

11. **Барталог А. Ф., Рогоза В. В., Сирота И. М.** Разработка трансформаторов тока для быстродействующих релейных защит электрических сетей напряжением 330—500 кВ//Электротехническая промышленность. Вып. 5 (49). С. 13—16.

12. **Бахвалов Ю. А.** Математическое моделирование переходных процессов синхронной машины на основе экспериментальных динамических характеристик//Изв. вузов. Электротехника. 1962. № 2. С. 81—83.

13. **Бачурин Н. И.** Литая изоляция высокого напряжения. Л.: Госэнергоиздат, 1963.

14. **Бачурин Н. И.** Трансформаторы тока. Л.: Энергия, 1964.

15. **Белицкая М. С., Лиманов Е. А.** Трансформаторы постоянного тока и напряжения. Л.: Энергия, 1964.

16. **Богдан А. В.** Переходный ток идеализированного трансформатора тока// Изв. вузов. Электромеханика. 1972. № 5. С. 497—502.

17. **Богдан А. В., Золов Б. П., Подгорный Э. В.** Сравнение численных методов расчета переходных токов трансформаторов тока на ЦВМ//Изв. вузов. Электромеханика. 1974. № 2. С. 163—172.

18. **Борин В. Н., Неня И. И., Чемерис В. С.** Трансформатор тока для элегазового КРУ-110//Электротехническая промышленность. Аппараты высокого

напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы. 1975. Вып. 2 (46). С. 11, 12.

19. **Вавин В. Н.** Трансформаторы тока. М.: Энергия, 1966.

20. **Ванин В. К., Енин А. С.** Реле направления мощности на операционных усилителях//Электричество. 1975, № 7. С. 24—26.

21. **Веников В. А.** Теория подобия и моделирование. — М.: Высшая школа, 1966.

22. **Вербицкий В. Д., Белицкая М. С., Зубков В. П.** Перспективы разработки высоковольтных стекловолоконных световодов. Л.: Изв. НИИПТ. 1973. Вып. 19. С. 124—128.

23. **Воскресенский А. А.** Расчет токов переходного процесса трансформаторов тока//Электричество. 1955. № 6. С. 12—19.

24. **Воскресенский А. А.** Об учете внешнего магнитного поля при расчете погрешностей трансформаторов тока//Электрические станции. 1971. № 2. С. 17—19.

25. **Голодолинский Г. В.** Электрооптические методы и аппаратура для измерения токов и напряжений//Электричество. 1963. № 4. С. 24—27.

26. **Гельфанд Я. С.** Исследование переходных процессов в трансформаторах тока на математических машинах непрерывного действия//Электричество. 1961. № 12. С. 40—43.

27. **Грейсух А. М.** Бумажно-масляная изоляция в высоковольтных конструкциях. Л.: Госэнергоиздат, 1963.

28. **Гольдштейн И. В.** Измерительные трансформаторы. М.: Гостехиздат, 1930.

29. **Дмитриев К. С., Казанский В. Е., Королев Е. П.** Метод расчета токовой и угловой погрешностей трансформаторов тока при глубоком насыщении сердечника//Электричество. 1967. № 12. С. 39—43.

30. **Дроздов А. Д.** Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите. М.: Энергия, 1965.

31. **Дроздов А. Д., Гармаш В. А.** Улучшение работы трансформаторов тока в переходных режимах//Электричество. 1970. № 7. С. 87—89.

32. **Дроздов А. Д., Подгорный Э. В., Хлебников С. Д.** Переходные режимы работы каскадных трансформаторов тока 500 кВ//Электрические станции. 1970. № 5. С. 48—51.

33. **Дроздов А. Д., Подгорный Э. В.** О требованиях к трансформаторам тока для релейной защиты с учетом переходных процессов//Электрические станции. 1971. № 2. С. 58—61.

34. **Дроздов А. Д., Кужеков С. Л.** Исследование формы вторичного тока защитных трансформаторов тока в переходных и установившихся режимах//Электричество. 1971. № 1. С. 27—31.

35. **Дроздов А. Д., Кужеков С. Л., Добродеев К. М.** Расчет трансформаторов тока в установившемся режиме по универсальным характеристикам//Изв. вузов. Энергетика. 1972. № 12. С. 12—14.

36. **Дроздов А. Д., Висящев А. Н., Баглейбтер И. З.** Каскадный трансформатор тока с дополнительной ступенью//Электричество. 1972. № 11. С. 14—17.

37. **Дружинин В. В.** Магнитные свойства электротехнической стали. Л.: Госэнергоиздат, 1962.

38. **Дымков А. М., Кибель В. М., Тишенин Ю. В.** Трансформаторы напряжения. М.: Энергия, 1975.

39. **Залесский А. М., Бачурин Н. И.** Методы расчета изоляции конденсаторного типа//Электричество. 1954. № 7. С. 22—24.

40. **Зубков В. П., Крастина А. Д., Адоньев Н. М.** Анализ погрешностей оптико-электронных трансформаторов тока//Электротехническая промышленность. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы. 1973. № 2 (22). С. 8—10.

41. **Зубков В. П., Крастина А. Д.** Оптико-электронные методы измерения тока и напряжения в установках высокого напряжения. М.: Информэнерго, 1975.

42. **Казаиский В. Е.** Трансформаторы тока в схемах релейной защиты. М.: Энергия, 1978.

43. **Казанский В. Е.** О трансформаторе тока с дискретной формой представления информации//Электричество. 1972. № 2. С. 83—85.

44. **Казанский В. Е., Кузнецов А. П.** Магнитный трансформатор тока для дифференциальной защиты силового трансформатора//Электрнческие станции. 1979. № 7. С. 51—54.

45. **Казанскнй В. Е., Кузнецов А. П.** Применение дифференциального магнитного датчика для контроля тока в высоковольтных установках//Электрические станцни. 1969. № 3. С. 52—54.

46. **Калнинн Е. В.** О защите от перенапряжений междувнтковой изоляцин первичных обмоток трансформаторов тока//Электричество. 1951. № 12. С. 31, 32.

47. **Кудрявцев А. А., Кузнецов А. В.** Комплексное устройство защиты с магнитными трансформаторами тока для установок 35—220 кВ//Электрнческие станцнн. 1972. № 2. С. 16—18.

48. **Каплан Д. А., Кучинскнй Г. С., Тиханова О. В.** Допустнмые напряженности для аппаратной бумажно-масляной изоляцин//Научно-техн. бюл. ЛПИ нмени М. И. Калинина. Электротехника. 1958. № 9. С. 5—8.

49. **Кибель В. М., Янковский В. А.** Образцовый ортомагнитный трансформатор тока//Электротехника. 1967. № 3. С. 26—29.

50. **Киффер И. И.** Характеристики электромагнитных сердечников. М.: Энергия, 1967.

51. **Коченова А. И.** Основы расчета погрешностей трансформаторов тока. М.: ОНТИ, 1935.

52. **Коченова А. И., Юдина А. А.** Трансформаторы тока для линин электропередачи Куйбышев — Москва//Электричество. 1956. № 3. С. 38—44.

53. **Кужеков С. Л., Золоев Б. П.** Унивсрсальные характеристики трансформаторов тока с прямоугольной характеристикой намагничивания при актнвно-индуктивной нагрузке в переходных режимах// Изв. вузов. Электромеханика. 1974. № 8. С. 829—834.

54. **Кужеков С. Л.** О методах расчета переходных и установившихся процессов в трансформаторах тока//Электричество. 1975. № 7. С. 74—77.

55. **Кужеков С. Л., Иванков Ю. И., Колесникова Л. Д.** Универсальные характеристики трансформаторов тока в переходных режимах короткого замыкания//Электричество. 1975. № 2. С. 9—14.

56. **Кутявин И. Д.** Трансформаторы тока с воздушным зазором//Изв. Томского политехнического нн-та. 1951. Т. 70. Вып. 2. С. 65—68.

57. **Кутявин И. Д.** Расчет трансформаторов тока с воздушным зазором//Изв. Томского политехнического ин-та. 1952. Т. 72. С. 31—41.

58. **Кучинскнй Г. С., Тиханова О. В., Мессерман Г. Т.** Изоляция кабельно-конденсаторного типа для трансформаторов тока 100—400 кВ//Труды межвузовской конференции по дальним передачам. Л.: ЛПИ имени М. И. Калинина. 1957. С. 42—45.

59. **Либерзон Э. М., Королев Е. П.** Инженерный метод расчета переходных процессов в трансформаторах тока//Электричество. 1968. № 12. С. 38—43.

60. **Либерзон Э. М.** Расчет трансформаторов тока по упрощенной характеристике намагничивания//Электричество. 1971. № 7. С. 16—18.

61. **Найденов Н. А., Окунь С. С.** Трансформаторы тока с компенсацией по методу МЭИ//Вестник электропромышленности. 1952. № 10. С. 6—8.

62. **Мессерман Г. Т.** Приближенный метод расчета распределения напряжения в изоляции, состоящей из последовательно включенных одинаковых конструктивных элементов//Вестник электропромышленности, 1962. № 4. С. 15, 16.

63. **Певзнер Е. М.** Переходные процессы в трансформаторах тока//Электричество. 1961. № 1. С. 61—65.

64. **Петров Г. Н., Окунь С. С.** Компенсацня погрешностей трансформаторов тока с подмагничиванием сердечника полем рассеяния//Электричество. 1946. № 8. С. 27—29.

65. **Подгорный Э. В., Богдан А. В.** Токовые интегральные характеристики трансформаторов тока в переходных режимах//Электричество. 1972. № 1. С. 18—24.

66. **Подгорный Э. В., Хлебников С. Д.** О выборе расчетной характеристики трансформаторов тока в переходных режимах//Электричество. 1966. № 9. С. 87—90.

67. **Подгорный Э. В., Хлебников С. Д.** Моделирование и расчеты переходных режимов в цепях релейной защиты. М.: Энергия, 1974.

68. **Рогоза В. В.** Влияние внешних магнитных полей на трансформаторы тока//Проблемы технической термодинамики. Изд-во АН УССР. Вып. 26. 1970. С. 38—41.

69. **Рогоза В. В.** Условия подобия при исследовании экранированных токопроводов на физических моделях//Системы релейной защиты и автоматики с применением нелинейных элементов. Киев: Наукова думка. 1968. С. 58—63.

70. **Рогоза В. В.** Экспериментальное исследование экранов для токовых измерительных устройств релейной защиты//Релейная защита и автоматизация электроэнергетических систем. Киев: Наукова думка. 1968. С. 28—31.

71. **Рогоза В. В., Стогний Б. С., Черненко В. А.** Методика физического моделирования каскадных трансформаторов тока//Проблемы технической электродинамики. Вып. 26. Киев: Наукова думка. 1970. С. 66—72.

72. **Рогоза В. В., Стогний Б. С., Черненко В. А.** Выбор уровня рабочей индукции трансформатора тока с зазором//Проблемы технической электродинамики. Киев: Наукова думка. 1973. Вып. 43. С. 43—47.

73. **Сирота И. М.** К расчету переходных процессов в трансформаторах тока по частным кривым намагничивания//Электричество. 1959. № 2. С. 21—26.

74. **Сирота И. М.** Методы расчета переходных процессов в трансформаторах тока: Труды Ин-та электротехники АН УССР. 1959. Вып. 16. С. 87—112.

75. **Сирота И. М., Богаченко А. Б.** Экспериментальное исследование контуров для дистанционного измерения токов//Электричество. 1969. № 3. С. 64—68.

76. **Сирота И. М.** Схемы индукционного измерения тока в трехфазных цепях высокого напряжения//Электричество. 1967. № 4. С. 22—24.

77. **Сирота И. М., Шурин В. М.** Фильтры симметричных составляющих в цепях с дистанционными датчиками//Электричество. 1971. № 11. С. 26—30.

78. **Сирота И. М.** Инженерный метод расчета переходных режимов трансформаторов тока//Изв. вузов. Энергетика. 1960. № 7. С. 6—18.

79. **Сирота И. М.** Переходные режимы работы трансформаторов тока. Киев: Изд-во АН УССР, 1961.

80. **Сирота И. М.** Трансформаторы тока с разомкнутым стальным сердечником//Электричество. 1961. № 1. С. 51—61.

81. **Сирота И. М.** Основы теории и выбора параметров трансформаторов тока с немагнитным зазором//Электричество. 1969. № 7. С. 46—51.

82. **Сирота И. М., Стогний Б. С., Степанов А. В.** Условия емкостной компенсации погрешностей трансформаторов тока//Изв. вузов. Электромеханика. 1975. № 7. С. 734—741.

83. **Сирота И. М., Стогний Б. С., Рогоза В. В.** Обобщенные характеристики для выбора трансформаторов тока в установившемся режиме (техническая информация). Киев: 1971.

84. **Сирота И. М., Фабрикант В. Л.** Расчет схемы преобразователя тока при учете нагрузки//Электричество. 1984. № 2. С. 18—22.

85. **Стогний Б. С.** Анализ и расчет переходных режимов работы трансформаторов тока. Киев: Наукова думка, 1972.

86. **Стогний Б. С.** Анализ и расчет нелинейных трансформаторов тока в переходных режимах//Электричество. 1971. № 1. С. 32—36.

87. **Стогний Б. С.** О целесообразном выполнении трансформаторов тока с учетом их работы в переходных режимах//Электричество. 1974. № 8. С. 12—17.

88. **Стогний Б. С., Рогоза В. В., Черненко В. А.** Условия подобия и физическое моделирование трансформаторов тока в устаиовившихся и переходных режимах//Электричество. 1970. № 10. С. 68—72.

89. **Стогний Б. С., Черненко В. А., Степанов А. В.** Емкостная компенсация погрешностей каскадных трансформаторов тока с линейными характеристиками// Проблемы технической электродинамики. Вып. 53. Киев: Наукова думка. 1975. С. 79—85.

90. **Стогний Б. С., Танкевич Е. Н.** Общие уравнения токов намагничивания каскадных двухступенчатых трансформаторов тока в переходном режиме//Изв. вузов. Электромеханика. 1972. № 5. С. 486—491.

91. **Стогний Б. С.** Анализ и расчет переходных режимов работы трансформаторов тока. Киев: Наукова думка, 1972.

92. **Стогний Б. С., Рогоза В. В., Черненко В. А.** Сравнительная характеристика трансформаторов тока и трансреакторов в качестве токоизмерительных устройств систем релейной защиты и автоматики//Проблемы технической электродинамики. Вып. 53. Киев: Наукова думка. 1975. С. 79—85.

93. **Стогний Б. С.** Теория высоковольтных измерительных преобразователей переменного тока и напряжения. Киев: Наукова думка, 1984.

94. **Стогний Б. С., Годлевский В. С., Кириленко А. В.** Оптимизация аналоговых элементов и устройств автоматики электроэнергетических систем. Киев: Наукова думка, 1986.

95. **Стогний Б. С., Рогоза В. В., Черненко В. А.** Исследование и разработка каскадных трансформаторов тока, предназначенных для работы в установившихся и переходных режимах//Электротехника. 1975. № 6. С. 18—21.

96. **Стогний Б. С., Рогоза В. В., Черненко В. А.** Переходный процесс в одноступенчатом и каскадном двухступенчатом трансформаторах тока с емкостной компенсацией//Проблемы технической электродинамики. Вып. 48. Кнев: Наукова думка. 1974. С. 43—48.

97. **Трансформаторы тока**/В. В. Афанасьев, Н. М. Адоньев, Л. В. Жалалис и др. Л.: Энергия, 1980.

98. **Черненко В. А., Стогний Б. С., Танкевич Е. Н.** Каскадный трансформатор тока с комбинированным магнитопроводом//Проблемы технической электродинамики. Вып. 60. Киев: Наукова думка. 1976. С. 40—44.

99. **Чуннхии А. А.** Расчет и выбор трансформатора тока с немагнитным зазором для управления синхронизированным выключателем//Электричество. 1973. № 2. С. 26—30.

100. **Barchetti H., Korponey N., Mosbeck A.** Behaviour of current transformers, relays and protective devices subgected to transients. CIGRE, 1968, Report N 31-06.

101. **Berger K., El-Arabaty A. M.** Übersetzungsfehler von Stromvandlern im stationaren und nichtstationaren Zustand//Bull. Assoc. Suisse Elektr. 1958. Vol. 49. N 24.

102. **El-Arabaty.** Experimental and theoretical investigations of current transformer perfomance when transforming d. c. transient currents. Diss. ETH, Zürich: Juris-Verlag, 1958.

103. **Hodkiss J. W.** The behaviour of current transformers subjected to transient asymmetric currents and the effect on associated protective relays. CIGRE, 1960, Report N 329.

104. **Holdstein J.** Die Messungwandler. Basel: Birkhauzer, 1955.

105. **Jagsich K., Mitva T., Wiss H.** Transient conditions in current transformers and their repercussion on reduction of operating time of protective devices. CIGRE, 1968, Report N 31-07.

106. **Knable//Allischalmers** El. Review. 1961. Vol. 26. N 4.

107. **Madelung E.** Über die Magnetisierung durch schnellverlaufende Strome und die Wirkungsweise des Rutherford-Markonischen Magnetdetektors//Annalen der Physik. 1905. Bd. 17. H. 5.

108. **Marschall D. E., Languth P. O.** Current transformers excitation under transient conditions//Trans. AIEE. 1929. October.

109. **Mathews P.** Protective current transformers and circuits. London: Chapman and Hall, 1955.

110. **Sohier J., Laillet B., de Saint Lager H.** Comportement des transformateurs de courant en regime asymmetrique de court-curcuit//RIE. 1966. Vol. 75. N 6.

111. **Zahorka R.** Das Verhalten von Stromvandlern bei Einschwingvorgangen// AEI-Mitt. 1966. Bd. 56. N 3.

112. **Wiczniewski A., Zurakowski Z.** Ograniczanie uchybow dynamicz nych w przekladnikach prandowych//Prz. electrotechn. 1971. N 10.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3

ГЛАВА ПЕРВАЯ. **ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ТОКА И ТРАНСФОРМАТОРАХ ТОКА** 5

1-1. Назначение, классификация и основные параметры измерительных преобразователей и трансформаторов тока . . . . . —
1-2. Принципиальная схема трансформатора тока 13
1-3. Векторная диаграмма трансформатора тока 17
1-4. Условия работы трансформаторов тока 20
1-5. Удельные величины, физическое моделирование и обобщенные характеристики трансформаторов тока 22

ГЛАВА ВТОРАЯ. **РАБОТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА В НОРМАЛЬНЫХ РЕЖИМАХ** . . . 36

2-1. Токовая и угловая погрешности трансформаторов тока . . . —
2-2. Классы точности и нормы погрешностей трансформаторов тока 41
2-3. Способы уменьшения погрешностей трансформаторов тока 43
2-4. Расчеты токовой и угловой погрешностей 57
2-5. Полная погрешность и кратность первичного тока 77
2-6. Расчет максимальной кратности вторичного тока 80
2-7. Влияние внешних магнитных полей на работу электромагнитных трансформаторов тока 81

ГЛАВА ТРЕТЬЯ. **РАБОТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ** . . 94

3-1. Общие сведения . . . . . —
3-2. Переходный процесс в одноэлементном трансформаторе тока с линейной характеристнкой намагничивания 96
3-3. Переходный процесс в каскадном трансформаторе тока с линейными характеристиками намагничивания 105
3-4. Переходный процесс в одноэлементном трансформаторе тока с нелинейной характеристикой намагничивания 109
3-5. Точность работы трансформаторов тока с нелинейными характеристиками намагничивания в переходных режимах . . 114

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ. **ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТОКОВ ПЕРВИЧНОЙ ЦЕПИ В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ** 120

4-1. Принципы выполнения трансформаторов тока с учетом переходных режимов . . . . . —

4-2. Основы теории трансформаторов тока с немагнитными зазорами в магнитопроводе 128
4-3. Определение предельной индукции в трансформаторах тока с немагнитными зазорами в магнитопроводе 136
4-4. Проектирование ТТ для измерения токов первичной цепи в переходных режимах 142
4-5. Расчет погрешностей трехступенчатого каскадного трансформатора тока 154
4-6. Общий подход к решению задачи проектирования ТТ 171

ГЛАВА ПЯТАЯ. **ТРАНСФОРМАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА** 173

5-1. Принцип действия трансформатора постоянного тока . . . . —
5-2. Магнитные характеристики сплавов, применяемых для изготовления магнитопроводов ТПТ 182
5-3. Расчет погрешности ТПТ 185
5-4. Конструкции трансформаторов постоянного тока 195

ГЛАВА ШЕСТАЯ. **ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА ВНУТРЕННЕЙ УСТАНОВКИ** 200

6-1. Общие сведения . . . . . —
6-2. Трансформаторы тока на напряжение до 1000 В 204
6-3. Встроенные трансформаторы тока 213
6-4. Трансформаторы тока на напряжение свыше 1000 В 220
6-5. Трансформаторы тока специального назначения 240

ГЛАВА СЕДЬМАЯ. **ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА НАРУЖНОЙ УСТАНОВКИ** 252

7-1. Общие сведения . . . . . —
7-2. Трансформаторы тока с чисто бумажно-масляной изоляцией и звеньевой первичной обмоткой 253
7-3. Трансформаторы тока с бумажно-масляной изоляцией конденсаторного типа 262
7-4. Новое поколение высоковольтных трансформаторов тока с нормированными характеристиками в переходных режимах . . . 271

ГЛАВА ВОСЬМАЯ. **ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА** 278

8-1. Магнитопроводы . . . . . —
8-2. Первичная и вторичная обмотки 294
8-3. Маслорасширители и маслоуказатели 326
8-4. Контактные выводы от первичной и вторичной обмоток . . . 335

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ. **ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА** 343

9-1. Новое направление в развитии методов измерения тока . . . —
9-2. ОЭТТ с внешней модуляцией светового потока 346
9-3. ОЭТТ с внутренней модуляцией светового потока 353
9-4. Оценка метрологических свойств ОЭТТ с различными видами модуляции светового потока 370
9-5. Некоторые конструкции и элементы ОЭТТ 374

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ. **СОВРЕМЕННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ УСТАНОВКАХ** 380

10-1. Дистанционные электромагнитные преобразователи тока —
10-2. Преобразователи тока с нагрузкой, управляемой напряжением 386

ЦентрМаг

10-3. Измерительный преобразователь тока с емкостной связью между цепями высокого и низкого напряжения 397

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ. МЕТОДЫ ИСПЫТАНИЙ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА 400

11-1. Испытание изоляции трансформаторов тока . . . . . —
11-2. Метрологические испытания трансформаторов тока 402
11-3. Испытания на стойкость к токам короткого замыкания . . . 404
11-4. Климатические испытания трансформаторов тока 405
11-5. Испытания трансформаторов тока при механических воздействиях 406
11-6. Проверка на соответствие сборочному чертежу и упаковка 407

Список литературы 409

ЦентрМаг

Производственное издание

Афанасьев Василий Владимирович
Адоньев Николай Михайлович
Кибель Виктор Моисеевич
Сирота Игорь Моисеевич
Стогний Борис Сергеевич

ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА

Редактор *Ю. В. Долгополова*
Художник переплета *А. И. Слепушкин*
Художественный редактор *Т. Ю. Теплицкая*
Технический редактор *Н. А. Минеева*
Корректор *Н. Б. Чухутина*

ИБ № 2413

Сдано в набор 03.11.88. Подписано в печать 13.02.89. М-32019.
Формат 60×90$^1/_{16}$. Бумага офсетная № 2. Гарнитура литературная.
Печать офсетная. Усл. печ. л. 26. Усл. кр.-отт. 26. Уч.-изд. л. 30,47.
Тираж 20 000 экз. Заказ 609. Цена 1р. 80 коп.

191065 Ленинград, Д-65, Марсово поле, 1.
Энергоатомиздат, Ленинградское отделение.

Ленинградская типография № 6 ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгении Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
193144, г. Ленинград, ул. Моисеенко, 10.

ЦентрМаг