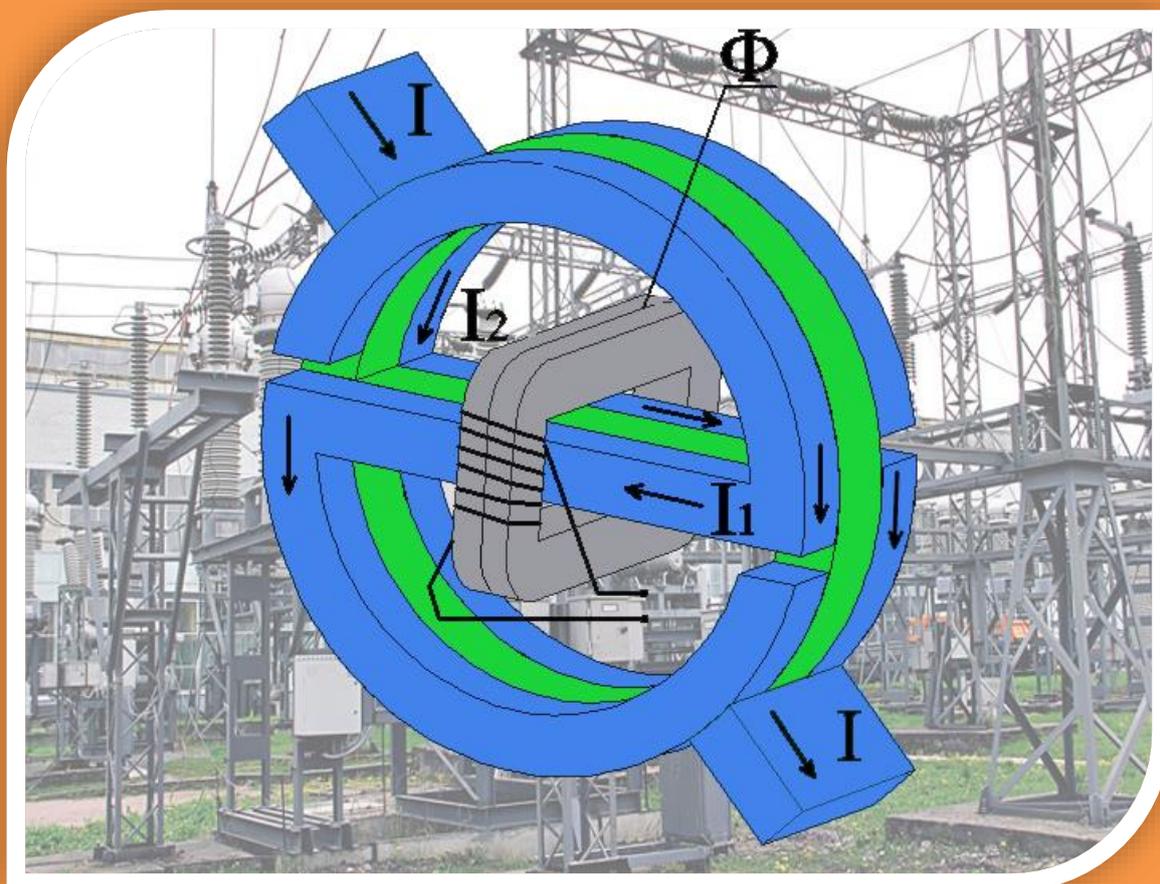


АМИРОВ С.Ф., ХУШБОКОВ Б.Х., МУХСИМОВ Ш.С.

**ШИРОКОДИАПАЗОННЫЕ
ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА ДЛЯ СИСТЕМ
ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ**



ТАШКЕНТ – 2018

**АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
«ЎЗБЕКИСТОН ТЕМИР ЙЎЛЛАРИ»**

**МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ РЕСПУБЛИКИ
УЗБЕКИСТАН**

**ТАШКЕНТСКИЙ ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРОВ
ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА**

АМИРОВ С.Ф., ХУШБОКОВ Б.Х., МУХСИМОВ Ш.С.

**ШИРОКОДИАПАЗОННЫЕ
ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА ДЛЯ СИСТЕМ
ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ**

(Монография)

ТАШКЕНТ – 2018

УДК: 621.314.21

ББК 31.261.8

A-62

**A-62 Амиров С.Ф., Хушбоков Б.Х., Мухсимов Ш.С.
Широкодиапазонные трансформаторы тока для
систем тягового электроснабжения. –Т.: «Fan va
texnologiya», 2018, 164 стр.**

ISBN 978–9943–11–785–3

Монография посвящена теории и практики широкодиапазонных трансформаторов тока, предназначенных для систем контроля и управления устройствами электроснабжения железнодорожного транспорта. Приведены их классификация, принципы построения, способы расширения диапазона преобразования, особенности различных конструктивных исполнений, методы расчета и основные характеристики. Рассмотрены схемы систем контроля и управления устройствами электроснабжения железнодорожного транспорта, в которых используются разработанные широкодиапазонные трансформаторы тока.

Для специалистов и исследователей, занимающихся разработкой электромагнитных первичных преобразователей-датчиков тока для систем контроля и управления, а также для студентов бакалавриата и магистратуры высших учебных заведений соответствующего профиля.

УДК: 621.314.21

ББК 31.261.8

Рецензенты:

Халиков А.А. – доктор технических наук, профессор;

Гайибов Т.Ш. – доктор технических наук, профессор.

***Монография издается решением ученого Совета
Ташкентского института инженеров железнодорожного
транспорта.***

ISBN 978–9943–11–785–3

© Изд-во «Fan va texnologiya», 2018.

ВВЕДЕНИЕ

Контроль и управление режимами работы трансформаторов и выпрямительных агрегатов тяговых подстанций и других устройств систем электроснабжения электрифицированной железной дороги, линии электропередач, тяговых генераторов, электродвигателей тепловозов и электровозов, а также автоматизированный учет вырабатываемой и потребляемой электрической энергии на железнодорожном транспорте основаны на информации о больших токах, получаемых с помощью измерительных преобразователей (ИП). Расширение функциональных возможностей преобразователей токов путем обеспечения широкодиапазонности и снижения погрешности преобразования в переходных режимах, а также достижение стабильности работы этих измерительных преобразователей позволяют повысить эффективность применения систем автоматического управления режимами работы устройств электроснабжения электрифицированных железных дорог. В связи с этим разработка ИП больших переменных токов (ИПБПТ) с расширенными функциональными возможностями и высокой точностью в переходных режимах систем электроснабжения является актуальной задачей.

Сравнительный анализ основных характеристик существующих ИПБПТ показывает, что для преобразования больших переменных токов (БПТ) в системах управления и контроля наиболее приемлемы и перспективны широкодиапазонные трансформаторы тока (ТТ).

Широкодиапазонность в существующих ТТ осуществляется, в основном, изменением количества витков первичного и вторичного обмоток. Однако при этом существенно увеличивается погрешность преобразования. В данной работе предлагается осуществить широкодиапазонность ТТ путем создания противо магнитодвижущей силы (МДС).

Разработкам и исследованиям ТТ посвящены многочисленные работы, однако все они направлены, в основном на снижение погрешности ТТ. Между тем особенность проблемы состоит в том, что для каждого диапазона изменения преобразуемого тока разработаны отдельные типоразмеры и модификации ТТ. Это ограничивает функциональные возможности каждого типоразмера. Вопросы разработки широкодиапазонных (универсальных) ТТ, удовлетворяющих требованиям современных систем управления и контроля, все еще остаются недостаточно изученными. Решение вопросов, связанных с разработкой широкодиапазонных ТТ с расширенными функциональными возможностями, улучшенными динамическими свойствами для систем управления, и обусловило выбор темы настоящего исследования.

ГЛАВА I.

ВОПРОСЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ БОЛЬШИХ ПЕРЕМЕННЫХ ТОКОВ НА СОВРЕМЕННОМ ЭТАПЕ

1.1. Назначение и условия работы преобразователей больших токов в системах управления устройствами электрооборудования железнодорожного транспорта

Современные электроэнергетические системы (ЭЭС) и электротехнологические установки (ЭТУ) можно условно рассматривать как органическое единство мощного высоковольтного и высоковольтного электроэнергетического оборудования, объединенного понятием «первичная система». В настоящее время возможности дальнейшего развития первичных систем экстенсивным путем – увеличением массы и габаритов оборудования, а также созданием запасов в нем – практически исчерпаны. В обеспечении экономичной, надежной и качественной работы первичных систем все большее значение приобретают так называемые вторичные системы электроэнергетики – измерения, контроля, управления, регулирования и релейной защиты [54, 72, 74, 78].

Будучи сравнительно недорогими, они позволяют не только избежать значительных затрат, необходимых для создания запасов в основном дорогостоящем оборудовании первичных систем, но и решить многие качественно новые задачи эффективного использования энергетических ресурсов и электротехнических устройств [30].

Первичная и вторичная системы взаимосвязаны трактами получения, обработки и передачи информации, построенными на основе измерительных преобразователей электрических величин, в частности, больших переменных токов (БПТ). Необходимость преобразования большого тока в различных отраслях народного хозяйства, в частности, на железнодорожном транспорте, возникает при контроле и управлении

режимов работы тяговых генераторов, электродвигателей тепловозов и электровозов, трансформаторов и выпрямительных устройств тяговых подстанций, линий электропередач, потребителей; испытании электротехнического оборудования и аппаратов; учете вырабатываемой и потребляемой электрической энергии, где используются измерительные преобразователи БПТ (ИПБПТ) [19, 28, 45, 46, 47, 51, 54, 53].

В табл. 1.1 представлены отдельные объекты систем электроснабжения электрифицированных железных дорог, использующие ИПБПТ для оперативного контроля и управления рабочими режимами, а также их контролируемые параметры.

Таблица 1.1

Перечень объектов контроля и управления в системах электроснабжения электрифицированных железных дорог

Объекты контроля и управления	Контролируемые параметры
Тяговые трансформаторы, понижающие с первичным напряжением 110 кВ	Ток, напряжение, энергия (мощность) на первичной и ток, напряжение, энергия (мощность) на вторичной сторонах
Тяговые трансформаторы, понижающие с первичным напряжением 10 кВ	Токи, напряжения, энергия
Силовые полупроводниковые преобразователи тяговых подстанций, электровозов, тепловозов	Ток, напряжение, энергия
Тяговые синхронные и асинхронные двигатели	Ток возбуждения, фазные токи, линейные токи
Вводы 27,5 кВ и 6 кВ	Ток, напряжение, энергия
Трансформаторы собственных нужд	Ток
Фидера 6 кВ – КРУН (комплектное	То же

распределительное устройство наружное)	
Фидера контактной сети	То же
Фидер ПТО	То же
ДПР (два провода – рельс)	То же
КУ (компенсирующее устройство)	То же
Линии электропередачи	То же
Шиносоединительные выключатели	То же

В зависимости от целей преобразования БПТ к ИПБПТ предъявляют разные требования к точностным характеристикам. Например, при преобразованиях с целью дальнейшего использования в системах контроля и управления требуются высокая надежность устройства для преобразования БПТ и стабильность её характеристик, но не требуется очень высокая точность, как это необходимо, например, в образцовых поверочных установках [39, 70]. Более высокая точность преобразований требуется при испытаниях новых изделий – электрических машин, аппаратов и т. д. Для получения необходимого запаса надежности в этих случаях применяют ИПБПТ в 2 – 3 раза более точные, чем в предыдущем случае [70].

Учет электрической энергии, как известно, включает в себя операции масштабного преобразования БПТ, высокого напряжения, их перемножения и интегрирования во времени [57]. Для достижения высокой точности окончательного результата необходимо стремиться к снижению всех составляющих погрешности, в том числе погрешности преобразователей тока и напряжения [39].

ИПБПТ, предназначенные для лабораторных и научных исследований отличаются от рассмотренных своим назначением, из чего вытекают их отличия в технических характеристиках и конструктивном исполнении. Они отличаются, прежде всего, широким диапазоном значений преобразуемого тока. Вторая их особенность – существенно более высокая

точность. Поэтому именно из ИПБПТ, предназначенных для лабораторных и научных исследований, формируют номенклатуру для измерений при различных испытаниях электротехнических устройств, приборов для поверочных работ.

Измерение БПТ имеет некоторые свои особенности [19, 37, 49, 50, 51]. Одна из них связана с техническим исполнением самих сильноточных цепей и их геометрическими размерами. Токопроводы в таких цепях – жестко смонтированные массивные стационарные шины или пакеты шин. Разъединение такого токопровода – процесс трудоемкий и далеко не всегда может быть сделано в нужном месте или в нужное время. Следовательно, одним из требований является создание разъемных конструкций ИПБПТ [30]. Следующая особенность цепей БПТ – непрерывность режима энергопитания. В линиях электропередач переменного тока (при напряжении вплоть до 750 и 1500 кВ), а также на выводах тяговых трансформаторов и генераторов (6 – 10 кВ) главным требованием служит обеспечение гальванической развязки между измерительной и силовой цепями [30].

Назначение ИПБПТ – преобразование БПТ, протекающего в устройствах первичных систем, в такой выходной сигнал, информативные параметры которого функционально связаны с информативными параметрами входного сигнала и могут измеряться с заданной точностью.

Прежде всего необходимо несколько уточнить понятие «большой ток (БТ)». С одной стороны, конкретные числовые значения нижней границы диапазона БТ могут быть установлены, исходя из возможностей измерительных механизмов амперметров: они могут непосредственно измерять токи до 30 А [30]. Применяются амперметры со вспомогательными масштабными преобразователями для расширения пределов измерения, встроенными в прибор. Верхний предел таких амперметров также достигает нескольких десятков ампер [39].

С другой стороны, при определении нижнего предела диапазона значений БТ необходимо учитывать возможности измерителей БТ измерять ток с требуемой точностью. Анализ существующих типов измерителей БТ показывает, что боль-

шинство измерителей БТ производят измерение с требуемой точностью тока величиной 10 А и более [37, 51].

Верхний предел диапазона БТ определяется достижением современной энергетики. Максимальные переменные токи, освоенные в промышленности, достигают 70 кА в установившихся режимах, и до 700 кА – в переходных режимах работы электротехнического оборудования [19, 37, 51, 75].

Таким образом, диапазон изменения БТ составляет 10 – $7 \cdot 10^5$ А. Создание универсального устройства, позволяющего измерять с требуемой точностью в этом диапазоне – задача очень трудная. Поэтому рекомендуется разбить общий диапазон на следующие поддиапазоны: сравнительно не БТ ($10 - 10^2$ А); БТ ($10^2 - 10^4$ А); очень БТ ($10^4 - 10^5$ А); сверх БТ (10^5 А и более) и для каждого конкретного поддиапазона необходимо рекомендовать тот или иной тип и конструктивное решение ИПБПТ [19].

При этом ИПБПТ должны реализовать ряд операций, позволяющих в итоге использовать выходные сигналы преобразователей последующими элементами вторичных систем – систем управления и контроля: 1) нормирование уровня сигнала; 2) динамическое преобразование сигнала; 3) снижение потенциала сигнала по отношению к земле; 4) гальваническое разделение входа и выхода; 5) согласование выходного сопротивления ИПБПТ и входного сопротивления последующих элементов и устройств вторичных систем; 6) преобразование характера изменения сигнала во времени (аналогового в дискретный); преобразование физической природы сигнала (например, электрического в оптический или механический); 8) передача энергии, обеспечивающей заданный уровень мощности выходного сигнала [56].

Следует отметить, что в конкретном ИПБПТ обычно реализуются не все отмеченные операции, а только их часть. В то же время первая, вторая и третья операции являются обязательными, так как без их реализации невозможно дальнейшее использование сигнала во вторичных системах, поэтому в дальнейшем будем их называть основными.

Принципиальная схема использования ИБПТ приведена на рис.1.1. Анализ работы этой схемы показывает, что ИБПТ является элементом систем управления, контроля и регулирования режимами работа ЭЭС и ЭТУ.

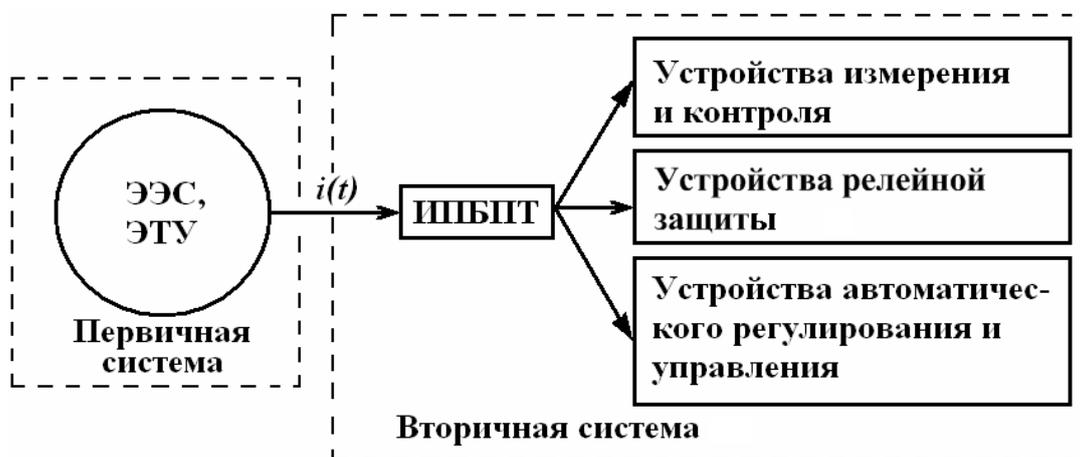
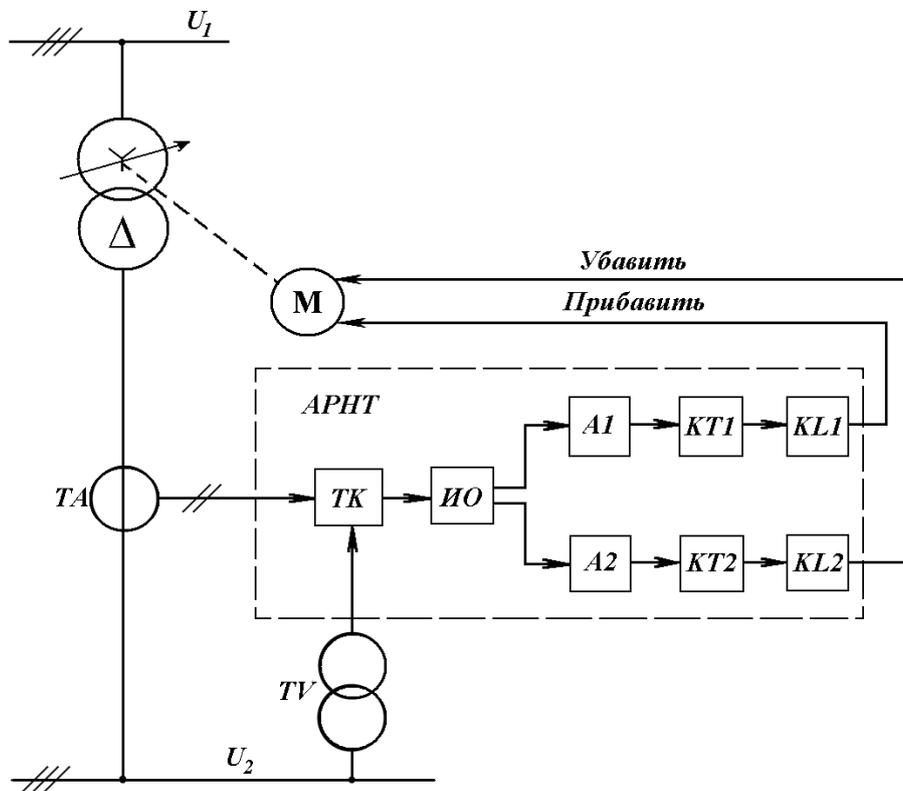


Рис. 1.1. Функциональная схема использования ИБПТ.

На рис. 1.2 представлена структурная схема устройства автоматика регулирования напряжения [69]. Регулирование напряжения заключается в изменении коэффициента трансформации трансформатора T путем уменьшения или увеличения числа витков его первичной обмотки.

Регулируемое напряжения u_2 подается на устройство автоматического регулирования напряжения трансформатора (АРНТ) через трансформатор напряжения TV . С трансформатора TV напряжение поступает блок токовой компенсации TK . Благодаря токовой компенсации обеспечивается так называемое «встречное регулирование», необходимое для поддержания напряжения на шинах у потребителя. Блок токовой компенсации TK , подключенный к трансформатору тока TA , учитывает падение напряжения в линии, питающей потребителя. Напряжение с учетом токовой компенсации подается на измерительный орган $ИО$, который в зависимости от результатов измерений направляет информацию на усилитель $A1$ в тракт «Прибавить» или $A2$ в тракт «Убавить». С помощью элементов $KT1$ и $KT2$ создается выдержка времени на срабатывание обеспечивающая отстройку контролируемого напря-

жения от кратковременных бросков. Далее сигнал поступает на исполнительный орган $KL1$ и $KL2$ и на приводной механизм регулятора, двигатель M которого начинает вращаться, изменяя числа витков первичной обмотки трансформатора T .



T – тяговый трансформатор; TA , TV – трансформаторы тока и напряжения; TK – блок токовой компенсации; $ИО$ – измерительный орган; $A1$, $A2$ – усилители; $KT1$, $KT2$ – элементы выдержки по времени; $KL1$, $KL2$ – исполнительные органы; M – приводной механизм регулятора; $APHT$ – автоматический регулятор напряжения трансформатора

Рис. 1.2. Функциональная схема системы автоматического регулирования напряжения тягового трансформатора.

ИПБПТ относятся к статическим или динамическим преобразователям в зависимости от того, в каком режиме – статическом или динамическом они используются. При этом в соответствии с [38] под статическим ИПБПТ будем понимать режим, когда значение выходного сигнала, на которое

реагируют элементы и устройства вторичных систем, можно считать неизменным в течение времени, достаточном для работы этих вторичных систем. Под динамическим будем подразумевать режим, при котором значение измеряемого тока за указанное время существенно изменяется, причем с точки зрения работы устройств вторичной системы динамическая погрешность имеет заметное значение [38].

При исследовании ИПБПТ будем различать три других режима ЭЭС и ЭТУ: нормальный установившийся (стационарный); аварийный установившийся и переходный (динамический) [78]. Такое разделение режимов обусловлено, прежде всего, характером требований, предъявляемых к ИПБПТ.

В нормальном установившемся режиме ИПБПТ работают подавляющую часть времени. С некоторой условностью границами этого режима при исследовании ИПБПТ будем считать минимальное и максимальное значения входного тока, для которых в соответствии с [48] нормируется класс точности $(0,1 - 1,2) I_{ном}$. В аварийном установившемся режиме ИПБПТ работают при аварии в электрической системе после окончания переходного процесса.

Нормальные и аварийные установившиеся режимы работы первичных систем определяют статический режим работы ИПБПТ, кроме тех случаев, когда устройства вторичных систем реагируют на мгновенные значения тока.

Основной причиной работы ИПБПТ в динамических режимах являются внезапные изменения режима работы устройств первичных систем – короткие замыкания. Условия работы ИПБПТ в таких режимах значительно отличаются от условий их работы в схемах измерения. Если для измерительных целей обычно требуется работа ИПБПТ при первичном токе, не превышающем номинальный, то в системах управления и контроля ИПБПТ в большинстве случаев должны выполнять свои функции при токах, значительно больших номинального, в условиях переходного режима, например возникающего при коротком замыкании.

Особо следует отметить влияние на работу ИПБПТ свободных апериодических составляющих преобразуемого

тока, возникающих во время переходных процессов. Чем медленнее они затухают, тем с большей погрешностью они преобразуются.

Ввиду выше приведенных обстоятельств возникает необходимость выбора таких ИПБПТ, погрешности которых в этих режимах не будут превышать допустимые значения.

1.2. Физические основы измерения больших переменных токов

Принципиально для измерения БПТ может быть использовано любое его физическое (электрическое, механическое, тепловое, магнитное и т.д.) проявление [37, 39]. Так, измерение БПТ (I) возможно на основании определения падения напряжения (U) на резистивном, индуктивном и емкостном элементах с известными соответствующими сопротивлениями (R , X_L и X_C). Измерение в этом случае осуществляется контактным методом, а физической основой функционирования служит закон Ома:

$$U = Iz, \quad (1.1)$$

где z - полное сопротивление цепи, Ом.

Измерение БПТ также возможно на основании определения количества тепла (W), выделяемой на резисторе с известным сопротивлением (R) за определенный промежуток времени (t) при прохождении через него измеряемого тока (I) [55]. Физической основой функционирования этого способа измерения БТ служит закон Джоуля-Ленца

$$W = I^2 R t. \quad (1.2)$$

Бесконтактное измерение БПТ возможно только благодаря магнитному полю вокруг проводника с током и измерению его параметров. Математическая связь преобразуемого тока с параметрами электрического и магнитного полей описывается системой следующих уравнений Максвелла [42]:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \bar{H} &= \bar{J}; \operatorname{rot} \bar{E} = \frac{\partial \bar{B}}{\partial t}; \operatorname{div} \bar{B} = 0; \\ \operatorname{div} \bar{D} &= \rho; \bar{B} = \mu_a \bar{H}; \bar{D} = \varepsilon_a \bar{E}, \end{aligned} \quad (1.3)$$

где \vec{H} и \vec{E} – векторы напряженности соответственно магнитного и электрического полей; \vec{J} – вектор плотности электрического тока; \vec{B} – вектор магнитной индукции; \vec{D} – вектор электрического смещения; ρ – плотность электрического заряда; μ_a и ε_a – соответственно абсолютные магнитная и электрическая проницаемости.

Первое уравнение Максвелла в интегральной форме, называемое законом полного тока, гласит: циркуляция вектора напряженности магнитного поля \vec{H} по замкнутому контуру l равна току, пронизывающему данный контур [42], т.е.

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = i. \quad (1.4)$$

Уравнение (1.4) характеризует связь тока с его магнитным полем в отсутствие ферромагнитного сердечника. В этом случае магнитодвижущая сила (МДС) интегрируется равномерной катушкой витков измерительной обмотки и каждый виток обмотки эквивалентен отдельной точке измерения напряженности, а в целом можно считать, что количество точек равно числу витков одного ряда измерительной обмотки [37].

Если в качестве контура l взять замкнутый магнитопровод с высокой магнитной проницаемостью, одинаковыми по длине магнитными свойствами и поперечным сечением, то напряженность магнитного поля во всех точках контура в значительной степени усредняется и вместо напряженности можно использовать магнитную индукцию [42]

$$\oint \vec{B} d\vec{l} = \mu\mu_0 i, \quad (1.5)$$

где $\vec{B} = \mu\mu_0 \vec{H}$ – магнитная индукция в магнитопроводе, Тл; μ – относительная магнитная проницаемость магнитопровода; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ – магнитная постоянная.

Таким образом, первый бесконтактный способ построения ИПБТ состоит в использовании закона полного тока.

Второй способ бесконтактного измерения БПТ заключается в использовании закона электромагнитной индукции [37]

$$e = -\frac{d\psi}{dt}. \quad (1.6)$$

Согласно этому закону, в контуре наводится ЭДС при изменении потокосцепления ψ , пронизывающего этот контур. Поэтому такие ИПБПТ называются индукционными.

Уравнение (1.6) можно записать в следующей интегральной форме (второе уравнение Максвелла) [37]:

$$e = \oint (\bar{E} + [\bar{V}B])d\bar{l}, \quad (1.7)$$

где $\oint \bar{E}d\bar{l} = e_{mp}$ – трансформаторная ЭДС, обусловленная изменением потокосцепления во времени; $\oint [\bar{V}B]d\bar{l} = e_{\circ}$ – ЭДС движения, возникающая при движении контура в магнитном поле [37].

В соответствии с (1.7) индукционные ИПБПТ разделяются на пассивные и активные. Первые используются для измерения БПТ (трансформаторы тока), а вторые в принципе могут быть применены для измерения как постоянных, так и переменных больших токов. В последнем случае необходимо затратить дополнительную энергию для движения, а в общем случае для модуляции магнитного поля (отсюда название «активные» и «модуляционные»), чтобы второе слагаемое правой части уравнения (1.7) не было равно нулю.

Потокосцепление контура в общем случае можно записать в виде:

$$\psi = \mu\mu_0 SwH = \mu\mu_0 S \frac{iw}{2\pi r_{cp}}, \quad (1.8)$$

где S – площадь контура, м²; r_{cp} – среднее расстояние от оси проводника с током до контура, м; w – количество витков в проводнике.

При составлении уравнения (1.8) предполагается, что магнитный поток пронизывает все витки контура.

Анализ уравнения (1.8) показывает возможности появления второго слагаемого в правой части (1.7) модуляцией μ , r_{cp} и S , т.е.

$$e = \frac{\mu_0 i}{2\pi} \left(\frac{Sw}{r_{cp}} \frac{\partial \mu}{\partial t} + \mu Sw \frac{\partial r_{cp}}{\partial t} + \frac{\mu w}{r_{cp}} \frac{\partial S}{\partial t} \right). \quad (1.9)$$

Бесконтактные методы измерения БПТ можно записать в обобщенном виде, используя следующие формулы [63]:

$$B = mI, \quad A = nB, \quad (1.10)$$

$$e = -\frac{\partial B}{\partial t}, \quad A = \int edt, \quad (1.11)$$

где A – обобщенный выходной параметр БПТ; m и n – коэффициенты пропорциональности.

Измерение БПТ возможно на основании определения силового воздействия измеряемого тока со вспомогательными магнитными полями и ферромагнитными массами [63]. На этом принципе основаны электромеханические ИПБПТ.

Для практической реализации вышеизложенных бесконтактных способов измерения БПТ необходимо использование элементов, реагирующих на магнитную индукцию, поэтому соответствующие ИПБПТ являются магниточувствительными. В этих ИПБПТ используется двойное преобразование: тока – в магнитную индукцию и магнитной индукции в обобщенный параметр.

Таким образом, преобразование БПТ физически основано на законах Ома, Джоуля-Ленца, полного тока и электромагнитной индукции, а также на силовом воздействии измеряемого тока со вспомогательными магнитными полями и ферромагнитными массами.

Перейдем к сравнительному анализу существующих ИПБПТ, принцип действия которых основан на вышеуказанных физических законах.

1.3. Сравнительный анализ существующих измерительных преобразователей больших переменных токов

В настоящее время известно значительное количество ИПБПТ и это создает определенные трудности при выборе необходимого типа, конкретной конструкции этих преобразователей. В этой связи целесообразно классификация ИПБПТ, которая позволит выявить принципиальные и в некоторой степени их конструктивные особенности. Несмотря на значительное количество работ в этой области, в настоящее время отсутствует обобщенная классификация ИПБПТ

[37,38,51,56]. Классификации же, приведенные в работах, включают в себя не все разновидности известных ИПБПТ.

На рис. 1.3 приведена разработанная автором классификация ИПБПТ. Согласно этой классификации, существующие в настоящее время ИПБПТ подразделяются по способу их включения в измеряемую цепь на два больших класса: 1) ИПБПТ, основанные, как отмечалось 1.2, на определении падения напряжения на резистивном, индуктивном и емкостном элементах с известными сопротивлениями, включенными в измеряемую цепь, т.е. контактные ИПБПТ; 2) ИПБПТ, основанные на использовании магнитного поля, создаваемого измеряемым током, т.е. бесконтактные.

Принципиально для измерения БПТ можно использовать электротепловые и электрохимические эффекты, но из-за сложности осуществления и низких метрологических характеристик они не нашли практического применения [37].

По типу используемых магниточувствительных элементов бесконтактные ИПБПТ делятся на электрометрические, электромеханические, индукционные, магнитогальванические, магниторезонансные и магнитооптические [37]. По типу преобразования они подразделяются на ИПБПТ прямого преобразования и уравнивающего преобразования.

Сравнительный анализ основных характеристик существующих типов ИПБПТ показывает (табл. 1.2), что контактные преобразователи, несмотря на инвариантность показаний к внешним магнитным полям и ферромагнитным массам, отсутствие потребности к вспомогательным источникам питания, имеют относительно большую массу и потребляемую мощность, низкую надежность, сложность осуществления широкодиапазонности, их практически невозможно применять в системах управления и контроля, цепях высокого напряжения, а также они обладают большими динамическими погрешностями [15].

Физической основой построения электромеханических ИПБПТ является силовое взаимодействие измеряемого тока со вспомогательными магнитными полями или ферромагнитными массами [39, 68]. Они обладают рядом преимуществ, такими

как простота конструкции, высокая надежность, абсолютная автономность, возможность осуществления широкодиапазонности и измерения постоянного, переменного и импульсного токов. Этим объясняется тот факт, что в настоящее время большинство промышленных клещевых ИПБПТ на токи от 10 до 5000 А изготавливаются на основе электромеханического измерительного механизма [51]. В табл. 1.3 приведены основные характеристики лучших зарубежных образцов клещевых электромеханических ИПБПТ (фирмы «Кролигтон Паркинсон» Англия, Э784, Э785 «ВНИИЭП» Россия).

Однако клещевые электромеханические ИПБПТ имеют сравнительно невысокую точность (2-5%), в связи с чем их основным назначением является измерение токов в различных цепях при наладочных и ремонтных работах.

Одна из самых весомых компонент основной погрешности электромеханических ИПБПТ – вариация показаний, обусловленная магнитным гистерезисом и остаточной намагниченностью магнитопровода [37]. Эти явления проявляются в том, что показания прибора при одном и том же значении измеряемого тока оказываются различными в зависимости от того, получены ли они при возрастающих или убывающих значениях тока [39]. Вследствие недостатков они не нашли широкого применения в системах управления и контроля.

В основе работы магниторезонансных ИПБПТ лежит явление, заключающееся в том, что атомные частицы вещества в результате магнитных дипольных переходов между энергетическими подуровнями, создаваемых магнитным полем, поглощают и излучают энергию высокой частоты [70]. В зависимости от вида резонирующих частиц различают несколько видов магнитного резонанса: ядерный, электронный, парамагнитный и др. При измерении больших токов применяются преобразователи, основанные на явлении ядерного магнитного резонанса (ЯМР). В таких ИПБПТ под действием внешнего магнитного поля ядра атомов вещества поляризуются и начинают вращаться (прецессировать) вокруг новой оси, совпадающей с вектором магнитной индукции внешнего поля.

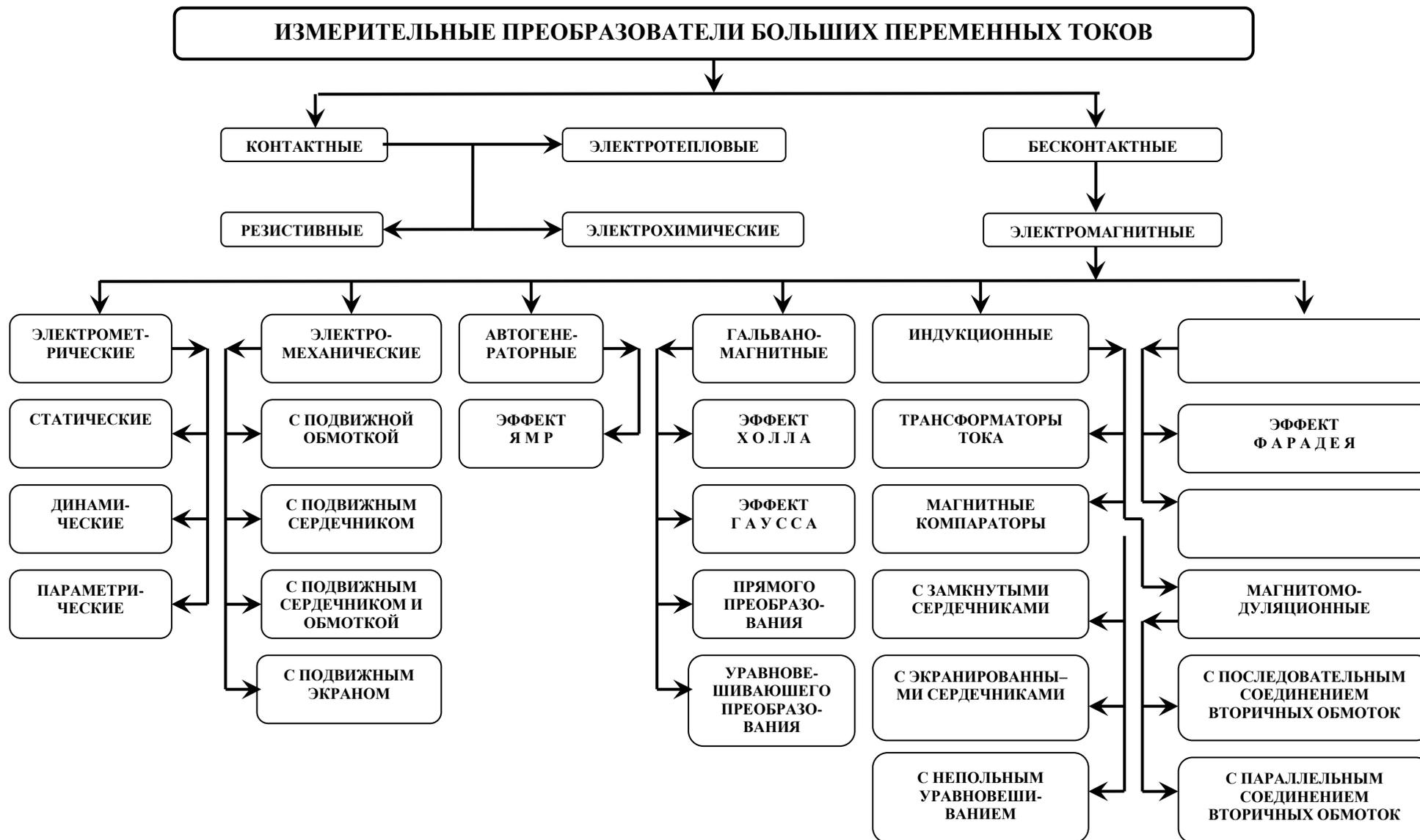


Рис. 1.3. Классификация измерительных преобразователей больших переменных токов.

Таблица 1.2

Сравнительная оценка основных характеристик существующих ИПБПТ

Тип ИПБПТ	Характеристики					
	диапазон, кА	погрешность, %	потребляемая мощность, (В·А)/кА	гальваническое разделение цепей	преимущества	недостатки
1	2	3	4	5	6	7
Резистивные	До 10	0,02–0,5	Около 75	Не обеспечивается	Инвариантность к внешним магнитным полям и ферромагнитным массам, не требуют вспомогательных источников питания	Необходимость разрыва цепи, невозможность применения в цепях высокого напряжения, большая динамическая погрешность
Электро-механические	До 10	(5-10)	Около 1000	Обеспечивается	Простота исполнения, высокая надежность, автономность и универсальность	Наличие подвижной части и дополнительных источников погрешностей
Магнитомодуляционные (трансформаторы постоянного тока)	До 35	0,02-0,5	Около 100	То же	Возможность применения в высоковольтных линиях, значительная выходная мощность	Влияние внешних магнитных полей, большие массогабаритные показатели при измерении очень и сверх БТ, относительно большая инерционность, требуют вспомогательных источников питания
Магнитные компараторы тока	До 100	0,001-0,1	Около 1000	То же	Высокая точность, возможность преобразования сверхбольших токов, высокая чувствительность	Необходимость введения в его схему устройств авторегулирования тока и защиты сердечников от влияния посторонних полей, большая инерционность, требуют вспомогательных источников питания

Продолжение таблицы 1.2.

1	2	3	4	5	6	7
Магнито-резонансные	До 10	0,01-0,03	*	Не обеспечивается	Высокая точность преобразования	Необходимость разрыва цепи, большой порог чувствительности, необходимость получения строго равномерного магнитного поля, требуют вспомогательных источников питания
Магнито-гальванические	До 200	0,1-0,5	Около 1000	Обеспечивается	Высокая чувствительность, высокое быстродействие	Конструктивная и технологическая сложность, нестабильность характеристик, требуют вспомогательных источников питания
Магнито-оптические	До 200	0,05-0,1	*	То же	Возможность применения в высоковольтных линиях, не громоздкость и не массивность узлов	Относительно низкая чувствительность, сложность конструктивного исполнения, неоднозначность связи тока с углом поляризации, требуют вспомогательных источников питания
Трансформаторы тока	До 200*	0,2-0,5	Около 1000	То же	Высокие метрологические характеристики, надежность, перегрузочная способность, простота обслуживания, большая выходная мощность	Влияние внешних магнитных полей, снижение метрологических характеристик при их работе в переходных режимах

Примечание: * - В технической литературе не найдены достоверные данные

Таблица 1.3

Основные технические характеристики зарубежных клещевых
электромагнитных ИПБТ

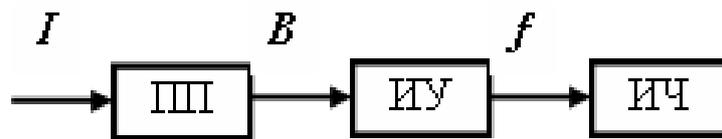
Страна, название организации, тип ИПБТ	Пределы измерения, А	По- греш- ность, %	Рабо- чее напря- жение, кВ	Об- щая дли- на маг- ни- то- про- вода, мм	Раз- меры окна, мм
Англия, фирма «Кролиг- тон Паркин- сон», Тип А Тип В	50, 75, 100, 150, 200	2,0	0,6	283	41
	200, 300, 400, 500, 600	2,0	0,6	283	41
Россия, «ВНИИЭП» Тип Э784 Тип Э785	30, 100, 300	5,0	0,65	345	75x60
	150, 300	5,0	0,65	345	75x60

Измеряя частоту прецессии, можно определить индукцию магнитного поля и, следовательно, ток:

$$f = \gamma B / 2\pi, \quad (1.12)$$

где γ – гиромагнитное отношение, равное отношению магнитного момента частицы к ее механическому моменту количества движения.

Структурная схема ЯМР-ного ИПБПТ приведена на рис. 1.4.



ПП – первичный преобразователь; ИУ – измерительное устройство; ИЧ – измеритель частоты или вторичный преобразователь, выход которого подключается в систему управления.

Рис.1.4. Структурная схема ЯМР-ного ИПБПТ.

При линейном преобразовании измеряемого тока в индукцию с коэффициентом преобразования K_{IB} из выражения (1.12) получим

$$I = \frac{B}{K_{IB}} = \frac{2\pi}{\gamma K_{IB}} f = K_{If} f, \quad (1.13)$$

где K_{If} – коэффициент преобразования всего преобразователя.

Таким образом, при использовании рассматриваемого метода измерение БПТ сводится к измерению частоты в диапазоне радиочастот. Поскольку частота является наиболее точно измеряемой физической величиной и легко преобразуется в цифровую форму, рассматриваемый метод позволяет создать точные цифровые ИПБПТ [76].

Из анализа уравнения (1.13) вытекает, что погрешность измерения БПТ определяется погрешностью измерения частоты f и погрешностью, с которой определен коэффициент преобразования K_{IB} . Погрешность измерения частоты прецессии f , в основном, определяется погрешностями метода ЯМР и, как показано в [37], не превышает тысячной доли процента. В связи с этим погрешность измерения тока, в основном, будет определяться погрешностью определения коэффициента преобразования K_{IB} .

Большим преимуществом ЯМР-х ИПБПТ является возможность точного расчета коэффициента преобразования по геометрическим размерам первичного преобразователя и значению гиромангнитного отношения, что позволяет в некоторых случаях обойтись без операции градуировки устройства. Фор-

мы сигнала таких преобразователей сильно зависят от степеней неравномерного распределения магнитного поля по координатам в зоне установки чувствительного элемента и неоднородности (наличия в составе магнитного поля постоянной составляющей и высших гармоник) магнитного поля [51].

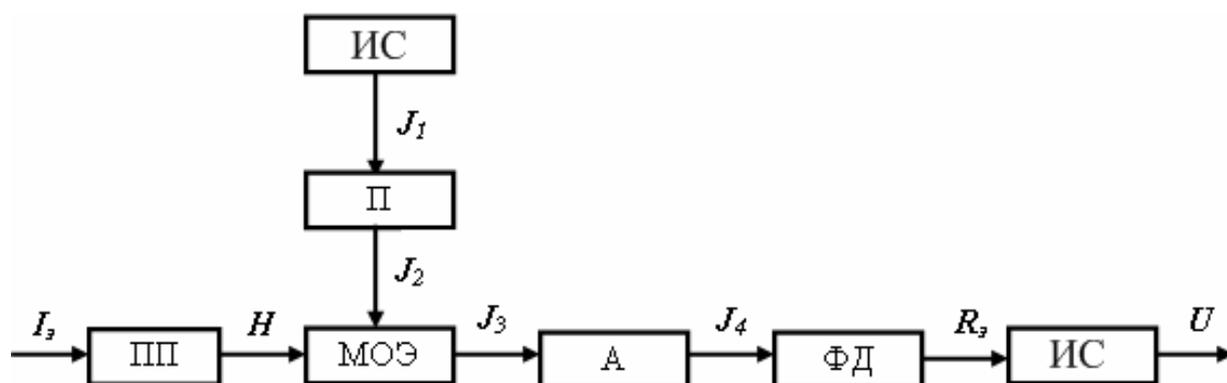
Если образец с веществом помещен в неравномерное и неоднородное магнитное поле, ядра, находящиеся в различных точках вещества, будут прецессировать с различными частотами, что приведет к снижению интенсивности сигнала магнитомера и увеличению погрешностей измерений. Неравномерность и неоднородность магнитного поля должна быть существенно меньше допустимой погрешности измерения примерно на порядок, что является весьма жестким условием [39].

Хотя в последние годы разработаны ЯМР ИПБПТ с более равномерным и однородным магнитным полем и уменьшенным размером чувствительных элементов [113], все же погрешность измерений от неравномерности и неоднородности магнитного поля еще велики. Кроме того, нижний предел измерений у подобных ИПБПТ ограничивается значением магнитной индукции в зоне установки ЯМР – го чувствительного элемента (оно должно быть не менее 0,1 Тл). По указанным причинам они не удовлетворяют требованиям систем управления и контроля.

В последние годы широкое распространение получили ИПБПТ, основанные на магнитооптических эффектах и явлениях. При измерении БПТ, в основном, используется магнитооптический эффект Фарадея [38, 77]. Структурная схема магнитооптического датчика БПТ приведена на рис. 1.4 [117].

Естественный свет, в котором колебания светового вектора происходят в различных направлениях, от источника ИС поступает на поляризатор для осуществления линейной поляризации, т.е. упорядочения колебаний вдоль определенной оси (ось $a - a$) (рис. 1.5). Далее световая волна проходит вещество – МОЭ, которое может поворачивать плоскость поляризации. МОЭ находится в магнитное поле ПП с измеряемым током, индукцию которого необходимо измерить. МОЭ изменяет азимут плоскости поляризации на определенный угол θ_F (рис. 1.6). В отсутствии измеряемого магнитного поля плоскости

поляризатора Π и анализатора A (ось $b - b$) скрещены под углом β , обеспечивающем минимум сигнала, поступающего на вход фотоприемника датчика $\Phi Д$. При наличии магнитного поля схема ИС регистрирует сигнал, пропорциональный углу $\theta_F = VBL$, где V – постоянная Верде или удельное магнитное вращение; L – длина пути света в материале.



*ПП – первичный преобразователь; ИС – источник света;
 П – поляризатор света; МОЭ – магнитооптический элемент; А – анализатор; ФД – фотоприемник датчика;
 ИС – измерительная схема*

Рис 1.5. Структурная схема магнитооптического датчика БПТ.

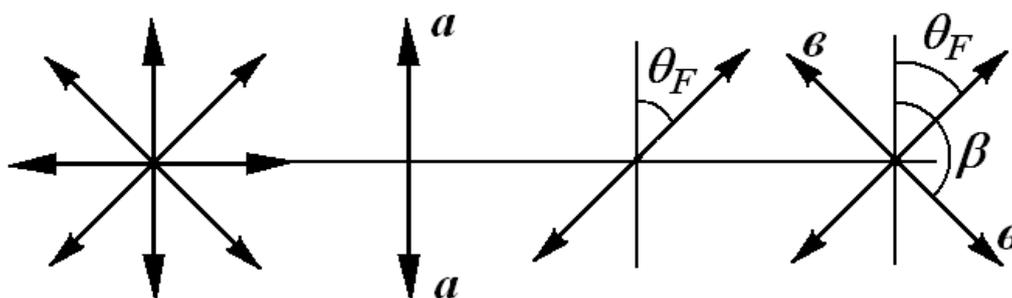


Рис.1.6. Схема использования магнитооптического эффекта Фарадея для измерения БПТ.

При измерении БПТ с помощью магнитооптических ИП необходимо ток преобразовать в магнитную индукцию. Но в отличие от ЯМР-х ИПБПТ здесь не требуется строго равно-

мерное и однородное магнитное поле в месте расположения магнитооптического чувствительного элемента [38].

В Российской Федерации разработкой магнитооптических ИПБПТ с диапазоном выше десятков килоампер занимаются в Екатеринбургском НИИ [38]. Такие ИП содержат замкнутый световод из стекла БФ 1320 с разборной конструкцией, что допускает монтаж устройства без разрыва токопровода. Использование замкнутого оптического контура позволяет снизить влияние внешних магнитных полей, но при этом возникает недостаток, заключающийся в трудности использования компенсационного метода вследствие значительной МДС измеряемого тока, что невозможно сделать без ферромагнитных концентраторов магнитного поля. Поэтому появляются дополнительные временные и температурные погрешности преобразователя [38].

Как отмечено в табл. 1.2, магнитооптические ИПБПТ обладают рядом таких преимуществ, как возможность монтажа без разрыва цепи и применения в высоковольтных цепях, негромоздкость и немассивность элементов, устойчивость к транспортированию и фактор окружающей среды [38].

Вместе с тем, магнитооптические ИПБПТ имеют относительно низкую чувствительность, сложную конструкцию, неоднозначную связь преобразуемого тока со значением угла поляризации и необходимость автономного источника питания. Кроме того, они обладают низкой температурной и вибрационной устойчивостью, высокой стоимостью, препятствующие их широкому применению в системах управления и контроля.

Для преобразования БПТ, особенно сверхбольших, применяются магнитные компараторы тока, принцип действия которых основан на уравнивании МДС измеряемого тока в охватывающем шины ферромагнитном сердечнике МДС известного переменного тока, протекающего через витки уравнивающей обмотки [15]. Магнитные компараторы тока обладают высокой чувствительностью и обеспечивают преобразование БПТ с погрешностью в сотые доли процента.

Их существенными недостатками являются сложность процесса измерения и трудность применения для непрерывных измерений БПТ. Поэтому наиболее совершенные компараторы тока нашли применение только для целей градуировки и поверки технических средств измерений БПТ, как наиболее точные, чем другие известные типы ИПБПТ.

Начиная с середины прошлого века начали внедряться ИПБПТ, основанные на магнитогальванических эффектах, в частности, на эффекте Холла [7-14, 16, 61]. В основе работы магнитогальванических ИПБПТ лежат два принципа. Первый – прямое измерение напряженности магнитного поля, создаваемого протекающим током. Второй – компенсационный способ измерения тока, который состоит в том, что магнитное поле в магнитопроводе вокруг проводника с током уравнивается с магнитным полем компенсационного тока через специальную обмотку на магнитопроводе, в результате чего датчик Холла (ДХ), находящийся в зазоре этого магнитопровода, работает как нуль-орган, что в конечном итоге позволяет повысить точность измерения тока [37].

Однако, если компенсационный способ оправдан при измерении не очень больших токов (до 1 кА), то уже в случае измерения 5 кА размеры ИПБПТ составляют 250x308x150 мм, а его масса – 20 кг. Наличие компенсационной обмотки приводит к тому, что ИПБПТ больших токов (например, 50 кА) типа LA 50000-S имеет уже массу 100 кг [73].

В целях снижения массогабаритных размеров и повышения помехоустойчивости в работе предложен ИПБПТ со специальной схемой с использованием 8 или 16 ДХ без специальной компенсационной обмотки (рис.1.7). Конструкция ИПБПТ выполнена в виде модуля, содержащего печатную плату с электронной схемой обработки, имеет сквозное отверстие диаметром 50 мм для токовой шины 1 и электрический разъем. Восемь ДХ 2 расположены в зазорах наборного магнитопровода 3 симметрично относительно токовой шины 1. Питание ИП осуществляется от нестабилизированного напряжения 24 В, которое после стабилизатора напряжения *СН* поступает на преобразователь напряжения *ПН*, работающий на частоте 12

кГц. На выходе преобразователя ПН формируются постоянные напряжения ± 12 В для питания схем предварительного усилителя ПрУ и синхронного детектора СД, а также переменные напряжения для питания узла синхронизации УС, резистора «Баланс» и восьми датчиков Холла ДХ через RC-цепочку вместе с сигналом от резистора «Баланс» поступает на ПрУ. С выхода усилителя ПрУ сигнал через вторую RC-цепочку и резистор «Усиление» поступает на СД, на который также приходит сигнал от узла УС и далее через СД и фильтр Ф – на выход ИПБПТ.

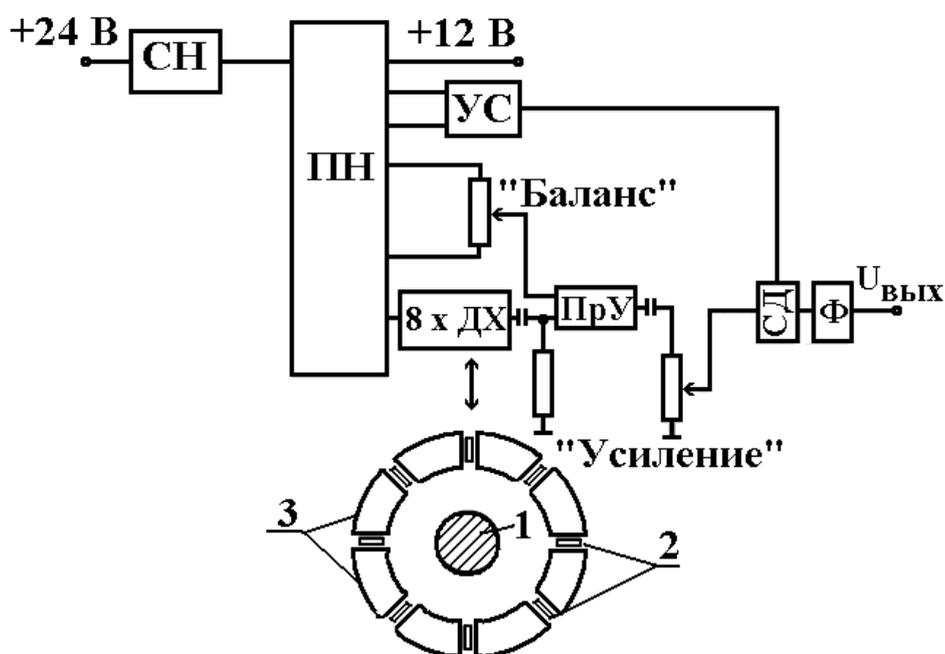


Рис.1.7. Магнитогальванические ИПБПТ.

В основу работы такого ИПБПТ положено измерение суммарной напряженности магнитного поля преобразуемого тока с помощью 8 или 16 ДХ, расположенных равномерно по окружности вокруг токнесущего провода. В этом случае

$$U_{\text{вых}} = K_{yc} \sum_{i=1}^{8(16)} K_i B_i, \quad (1.14)$$

где $U_{\text{вых}}$ – напряжение на выходе; K_i – чувствительность ДХ; B_i – индукция магнитного поля в i -ном зазоре магнитопровода; K_{yc} – коэффициент усиления схемы ИПБПТ. Индукция в зазоре определяется как

$$B = \frac{\mu_0 \mu I}{2\pi r}, \quad (1.15)$$

где μ , μ_0 – соответственно магнитная проницаемость магнитопровода и магнитная постоянная; r – радиус установки ДХ относительно шины с преобразуемым током.

Основные технические характеристики вышеописанного магнитогальванического ИПБПТ [35, 40]:

Диапазон измеряемых токов, кА	0–10; 0–30
Погрешность преобразования, %	3
Нелинейность, %, не хуже	1,5
Полоса пропускаемых частот, Гц	0–200
Номинальное выходное напряжение, В	5,6
Напряжение питания, В	24 $_{-8}^{+4}$
Диапазон рабочих температур, °С	0–70
Потребляемая мощность, Вт	4,5
Габаритные размеры, мм	200x140x60
Масса, г	1000

Существенное достоинство магнитогальванических ИПБПТ – достаточно высокое быстродействие, позволяющее использовать их в системах управления и контроля переменных параметров и величин. Недостатки подобных ИПБПТ обусловлены их конструктивной и технической сложностью, недостаточной надежностью, наличием в схеме вспомогательного источника питания, усилителей, цепей коррекции и т.д. В связи с вышеуказанными недостатками магнитогальванические ИПБПТ не нашли широкого применения в системах управления и контроля режимами работы ЭЭС и ЭТУ на переменном токе.

Наиболее распространенный вид ИПБПТ – трансформаторы тока (ТТ) промышленной частоты [17, 18, 34]. Все другие бесконтактные ИПБПТ требуют дополнительного источника питания того или иного рода, что усложняет схему и снижает надежность. Большие трудности возникают в том случае, когда требуется, чтобы дополнительный источник находился на высоком потенциале. В данном случае положение усугубляется также тем, что дополнительный источник питания должен не просто давать энергию, а иметь определенные метрологические характеристики, обеспечивающие заданную точность работы

всего ИП [39]. Кроме того, широкодиапазонность, т.е. регулирование диапазона преобразования у ТТ обеспечивается довольно просто [34, 35]. В настоящее время на предприятиях нашей республики в эксплуатации находятся несколько сот тысяч ТТ с номинальными первичными токами от 25 до 3000 А (наиболее распространенная номенклатура). Относительно менее многочисленны ТТ на первичные токи от 3000 А до 10000 А и ещё менее распространены ТТ на токи 20-50 кА [19].

Основными элементами ТТ, участвующими в преобразовании тока, являются первичная и вторичная обмотки, намотанные на магнитопровод. Первичная обмотка включается последовательно в токопровод и постоянно обтекается током I_1 . Значение первичного тока I_1 не зависит от параметров трансформатора, а определяется только первичной цепью. К вторичной обмотке подключаются измерительные приборы или реле, и при работе ТТ вторичная обмотка должна быть всегда замкнута на нагрузку.

На рис. 1.8 [38] изображены только те элементы трансформатора, которые участвуют в преобразовании тока.

Из принципиальной схемы ТТ видно, что первичная и вторичная обмотки изолированы друг от друга на полное рабочее напряжение и между ними нет электрической связи. Так как обмотки намотаны на один и тот же сердечник, то они являются магнитосвязанными:

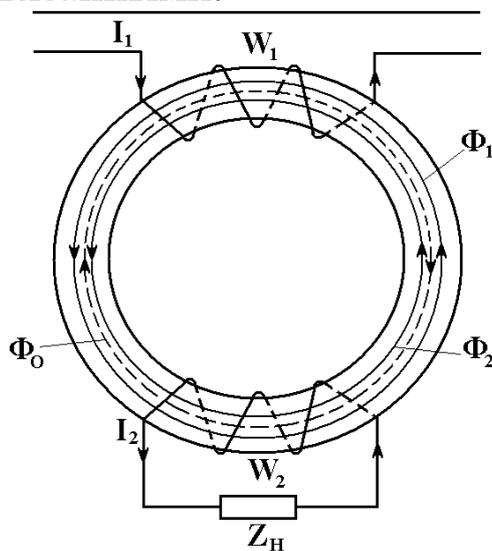


Рис.1.8. Принципиальная схема ТТ.

Принцип действия ТТ состоит в следующем. При протекании тока I_1 по первичной обмотке в магнитопроводе трансформатора создается переменный магнитный поток Φ_1 , изменяющийся с той же частотой, что и ток I_1 . Магнитный поток, пересекая витки вторичной обмотки, индуцирует в ней ЭДС. Если вторичная обмотка замкнута на нагрузку, то по ней под действием индуцируемой ЭДС будет протекать ток I_2 . Индукционный ток всегда имеет такое направление, что он ослабляет действие причины, возбуждающей этот ток согласно правилу Ленца. Поэтому ток, проходящий по вторичной обмотке I_2 , создает в магнитопроводе переменный магнитный поток Φ_2 , близкий по значению, но направленный встречно магнитному потоку Φ_1 . В результате сложения магнитных потоков Φ_1 и Φ_2 в магнитопроводе устанавливается магнитный поток Φ_0 , составляющий несколько процентов от магнитного потока Φ_1 . Этот поток Φ_0 передает энергию (информацию) от первичной обмотки во вторичную в процессе преобразования тока.

Витки первичной и вторичной обмоток имеют примерно равное сцепление с магнитопроводом и в каждой витке индуцируется одинаковая ЭДС. Под воздействием тока I_1 , протекающего в первичной обмотке с числом витков w_1 , создается магнитодвижущая сила (МДС) $F_1 = I_1 w_1$, а во вторичной обмотке с числом витков w_2 , под воздействием протекающего в ней тока I_2 , создается вторичная МДС $F_2 = I_2 w_2$. При отсутствии потерь в процессе преобразования токов МДС в первичных и вторичных обмотках будут численно равны, но направлены в противоположные стороны.

Для идеального ТТ будет справедливо следующее равенство [38]:

$$F_1 = -F_2, \quad (1.16)$$

или

$$I_1 w_1 = I_2 w_2. \quad (1.17)$$

Из равенства (1.17) вытекает следующее равенство:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{w_1}{w_2} = k, \quad (1.18)$$

где k – коэффициент трансформации идеального ТТ.

Из равенства (1.18) можно получить следующее выражение:

$$I_1 = I_2 \frac{w_2}{w_1} = \frac{I_2}{k}. \quad (1.19)$$

Таким образом, первичный ток I_1 равен измеренному вторичному току I_2 , разделенному на коэффициент трансформации ТТ k . Эта зависимость положена в основу метода измерений тока с помощью измерительного ТТ.

В реальном ТТ преобразование тока сопровождается потерями энергии на создание магнитного потока в магнитопроводе, на гистерезис, нагрев первичной и вторичной обмоток и др.

Поэтому в идеального ТТ первичная МДС F_1 должна, кроме создания вторичной МДС F_2 , обеспечить создание дополнительной МДС F_0 , компенсирующей потери энергии при преобразовании тока.

Для реального ТТ уравнение (1.16) примет следующий вид [38]:

$$F_1 = F_2 + F_0, \quad (1.20)$$

или

$$I_1 w_1 = I_2 w_2 + I_0 w_1, \quad (1.21)$$

где I_0 – ток намагничивания, создающий магнитный поток F_0 .

Разделив все члены уравнения (1.21) на w_1 , получим

$$I_1 = \frac{1}{k} I_2 + I_0. \quad (1.22)$$

Формулы для идеального (1.19) и реального (1.22) ТТ отличаются членом I_0 , т.е. реальный ТТ имеет погрешность, определяемую значением I_0 .

Основными отличительными особенностями ТТ от силовых по режимам работы являются следующие [27, 38]:

1. ТТ работает в условиях, близких к короткому замыканию, что является для него нормальным, а для силовых трансформаторов – аварийным режимом.

2. Силовой трансформатор может быть включен в действующую цепь с разомкнутой вторичной обмоткой; между тем

работа ТТ с разомкнутой вторичной обмоткой, наоборот совершенно недопустима.

3. Индукция в ТТ не постоянна, а в силовых трансформаторах – постоянна (при постоянном напряжении сети).

4. В силовых трансформаторах индукция измеряется единицами тесла (1,0 – 1,7 Тл), в ТТ – сотыми теслами при нормальном режиме.

5. Ток во вторичной обмотке ТТ в известных пределах не зависит от величины нагрузочного сопротивления во вторичной цепи и в основном следует только за изменениями первичного тока. В силовых трансформаторах ток во вторичной обмотке следует за изменениями нагрузки, т.е. целиком зависит от величины нагрузочного сопротивления. Первичный ток в ТТ совершенно не зависит от режима вторичной обмотки: вторичный ток следует за первичным. В силовых трансформаторах, наоборот, первичный ток следует за изменениями вторичного.

6. Нагрузка ТТ и его погрешности взаимосвязаны. Нагрузка ТТ может быть различной при разных величинах допускаемых погрешностей.

7. ТТ – по существу, измерительное устройство. В нем, как и во всяком трансформаторе, происходит преобразование электрической энергии и выдается известная мощность. Однако главной целью этого устройства является не отдача мощности, а выдача измерительной информации. Поэтому основное в ТТ, как и в измерительном, информирующем устройстве – его точность, т.е. точность и постоянство коэффициента трансформации (чувствительности) в различных режимах его работы, минимальные искажения фазного угла преобразуемого тока, отсутствие искаженной формы кривой тока, удовлетворительные динамические характеристики. Поэтому ТТ рассматривается, в основном, как электромагнитный измерительный элемент систем управления и контроля, характеризуемый статическими, динамическими и метрологическими характеристиками.

Рассмотрим различные конструкции широкодиапазонных ТТ.

1.4. Широкодиапазонные трансформаторы тока

Широкодиапазонные ТТ широко применяются на практике. В книге приведена подробная классификация бесконтактных ферромагнитных преобразователей больших постоянных токов по способам осуществления широкодиапазонности. Мы приводим эту классификацию с некоторым дополнением для ИПБПТ (рис.1.9). Для выявления достоинств и недостатков того или иного способа осуществления широкодиапазонности рассмотрим несколько конструкций известных широкодиапазонных ТТ.

ТТ, широкодиапазонность в которых осуществляется регулированием магнитного сопротивления на пути рабочего магнитного потока, как отмечалось, подробно рассмотрена в работе. Поэтому мы ограничимся приведением их недостатков – они имеют сложную конструкцию и трудность регулирования диапазона преобразования.

На практики широко применяются широкодиапазонные ТТ, в которых широкодиапазонность производится изменением количества витков первичной и (или) вторичной обмоток [38].

На рис. 1.10 приведена схема ТТ, где значения коэффициента трансформации регулируются изменением количества витков первичной и (или) вторичной обмоток.

Получить несколько коэффициентов трансформации на одном ТТ можно посредством изменения действующего числа:

- 1) первичных витков при неизменном числе вторичных витков;
- 2) вторичных витков при неизменном числе первичных витков;
- 3) первичных и вторичных витков одновременно.

Первый путь требует увеличения числа первичных витков при уменьшении номинального первичного тока, т.е. позволяет расширить нижний предел диапазона преобразования тока. Для этого первичную обмотку разделяют на несколько секций.



Рис.1.9. Способы осуществления широкодиапазонности трансформатора тока.

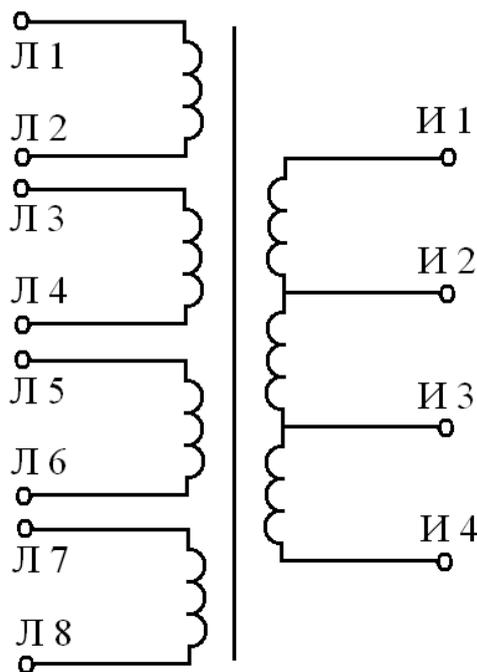


Рис.1.10. Схема широкодиапазонного ТТ с регулируемыми значениями количества витков обмоток.

При наибольшем номинальном токе все секции первичной обмотки соединяются параллельно, вследствие чего образуется лишь один действующий виток первичной обмотки с сечением, равным суммарному сечению всех секций. При меньших номинальных первичных токах секции переключаются между собой так, что произведение тока и действующих витков первичной обмотки дает то же число намагничивающих сил $F_{1н}$, что и при параллельном соединении. Таким образом, при переключениях на первичной стороне действующих число ампервитков ТТ остается неизменным. В таком случае точность ТТ также остается неизменной. Обычно первичную обмотку разделяют либо на две, либо на четыре секции. В первом случае получают два переключения (параллельное и последовательное) и соотношение первичных токов 2:1, во втором случае – три возможных соединения: параллельное, параллельно-последовательное и последовательное с соотношением первичных номинальных токов 4:2:1.

Второй путь более прост: от вторичной обмотки делают ответвления, соответствующие по числу витков нужным коэффициентам трансформации (см. рис.1.10). Этот путь не требует

каких – либо специальных устройств, кроме набора зажимов, к которым и присоединяются ответвления. Он применяется во втулочных (стержневых) ТТ, где изменение числа первичных витков невозможно. Однако этот путь, по мере уменьшения числа витков вторичной обмотки соответственно снижает точность ТТ [38].

Третий путь изменения коэффициента трансформации применяется в случаях, когда необходимо регулирование в широких пределах.

Анализ конструктивных исполнений ТТ, в которых широкодиапазонность осуществляется изменением количества витков обмоток, показывает, что вследствие наличия нескольких секций первичной и вторичной обмоток размер окна магнитопровода увеличивается. Это приводит, во – первых, к снижению точности преобразования, а во – вторых, к увеличению расхода меди на обмотки.

Рассмотрим конструкцию ТТ, в которой широкодиапазонность осуществляется регулированием МДС путем изменения ответвленной части тока, функционально связанной с первичным током.

На рис.1.11,а представлено устройство ТТ в разрезе; на рис.1.11,б – то же вид сверху. ТТ состоит из металлического круга 1 с центральной перемычкой 2, выполненного, например, из алюминия или меди, ферромагнитного замкнутого сердечника 3 с измерительной обмоткой 4, установленного на центральной перемычке 2, диаметрально расположенных по краям круга токосъемных выводов 5, основания 6 и зажимных болтов 7.

Токосъемные выводы 5 с помощью зажимных болтов 7 крепят к основанию 6. По краю круга в пределах 0-90° может быть размещена шкала в градусах или в величинах контролируемого тока. На одной из клемм располагают показывающую стрелку.

ТТ работает следующим образом. Через цепь токосъемных выводов 5 пропускают контролируемый ток. Измерительную обмотку 4 подключают к измерителю. В контролируемой цепи устанавливают максимальный ток диапазона измерения. Путем поворота металлического круга в пределах шкалы на

измерителе устанавливают необходимую величину выходного сигнала. Положение круга фиксируют с помощью зажимных болтов 7. На этом настройку заканчивают.

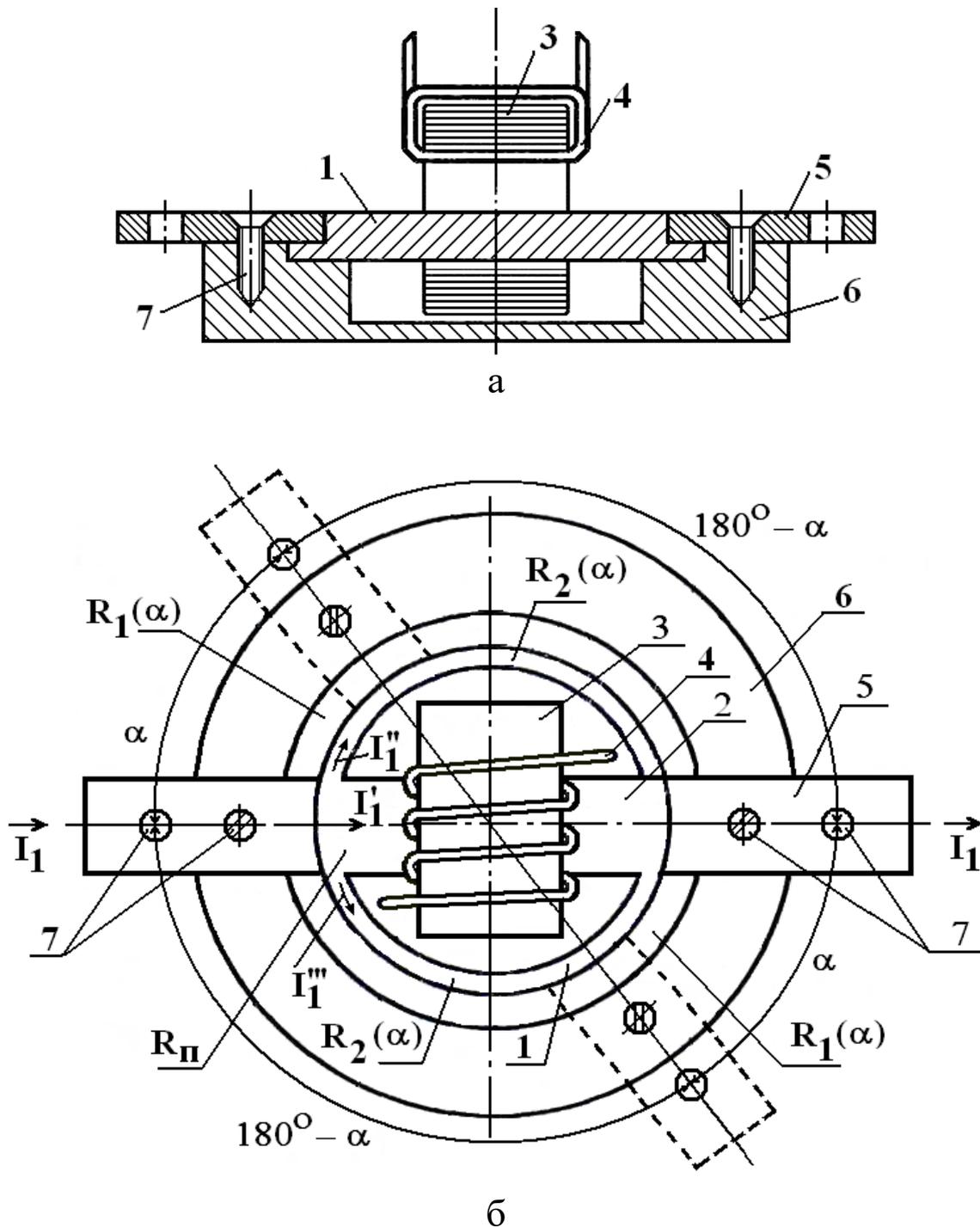


Рис.1.11. Широкодиапазонный трансформатор тока.

Круг с перемычкой образует мост, состоящий из сопротивлений участков круга между токосъемными выводами и

концами перемишки. Сама перемишка включена в диагональ моста. В зависимости от разбаланса моста изменяется величина тока, протекающего через диагональ, т.е. перемишку. Так как от поворота круга пропорционально изменяется и длина дуг отрезков плеч моста, то пропорционально углу изменяется и величина тока в перемишке, что положительно сказывается на удобстве настройки измерительного устройства.

Таким образом, в рассматриваемом ТТ применение части токоведущей шины в виде круга с перемишкой, на которой установлен ферромагнитный замкнутый сердечник с обмоткой, наряду с фиксацией круга между двумя токосъемными диаметрально расположенными зажимами обеспечивает регулирование предела измерения тока.

Применение этого ТТ позволит получить экономический эффект за счет возможности оснащения систем контроля однотипными измерительными устройствами, что повысит надежность эксплуатации и улучшит удобство обслуживания системы.

Вместе с тем описываемый широкодиапазонный ТТ имеет относительно большой порог чувствительности при измерении небольших токов. При измерении небольших токов шина с измеряемым током подключается к зажимам диаметральной перемишки. В этом случае часть измеряемого тока проходит по двум полукругам, не участвуя в процессе образования магнитного поля в ферромагнитном сердечнике с измерительной обмоткой. Отсюда следует, что известное устройство не может работать как одношинный ТТ с замкнутым сердечником. Это сужает область его применения.

На рис.1.12 приведена конструкция ТТ, широкодиапазонность в котором осуществляется созданием противо МДС. ТТ состоит из тороидального ферромагнитного сердечника 1, на противоположных сторонах которого симметрично расположены секции вторичной обмотки 2 и 3, согласно, соединенные между собой. Первичная обмотка 4 выполнена в виде жесткой петли и расположена в окне сердечника 1, а между ветвями первичной обмотки в окне сердечника расположен ферромагнитный стержень 5.

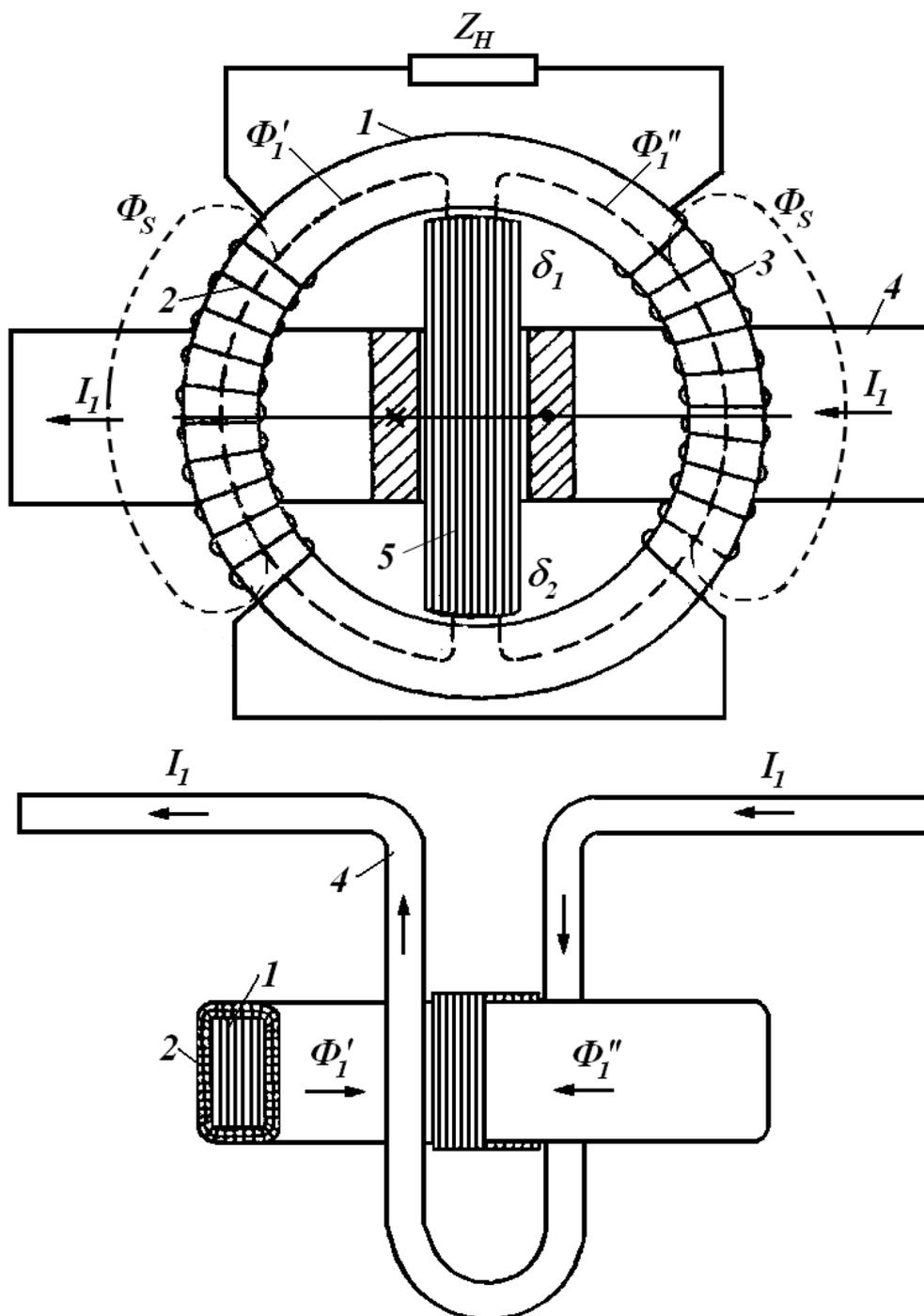


Рис.1.12. Широкодиапазонный ТТ.

ТТ работает следующим образом. Преобразуемый ток, проходя по первичной обмотке, создает два равных по величине и встречно направленных магнитных потока Φ_1' и Φ_1'' . В свою очередь эти потоки создают во вторичных обмотках 2 и 3 ЭДС E_2' и E_2'' . На рис. 1.12 приведена упрощенная схема замещения магнитной цепи рассматриваемого ТТ. Из схемы замещения магнитные потоки Φ_1' и Φ_1'' находятся по формуле

$$\Phi'_1 = \Phi''_1 = \frac{R_{\mu T} U_{\mu 1}}{2R_{\mu T} R_{\mu \delta} + R^2_{\mu T}} \cdot \frac{R_{\mu T} I_1}{2R_{\mu T} R_{\mu \delta} + R^2_{\mu T}}, \quad (1.23)$$

где $R_{\mu T}$ – магнитное сопротивление полутороиды; $R_{\mu \delta}$ – суммарное магнитное сопротивление воздушных зазоров δ_1 и δ_2 между тороидальным сердечником 1 и ферромагнитным стержнем 5; $R_{\mu c}$ – магнитное сопротивление ферромагнитного стержня 5; $U_{\mu 1} = I_1 w_1 = I_1$ – МДС первичной обмотки. Следует отметить, что с целью упрощения расчета принято $R_{\mu c} \approx 0$.

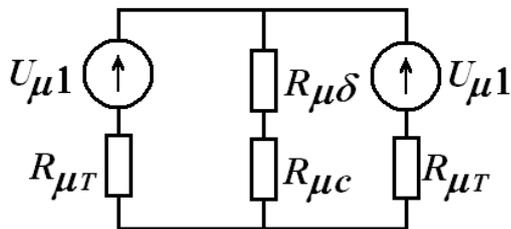


Рис. 1.13. Упрощенная схема замещения магнитной цепи рассматриваемого ТТ.

Анализ выражения (1.14) показывает, что при $R_{\mu \delta} = 0$

$$\Phi'_1 = \Phi''_1 = \frac{I_1}{2R_{\mu T}}, \quad (1.5)$$

а при $R_{\mu \delta} = \infty$

$$\Phi'_1 = \Phi''_2 = \frac{I_1}{2R_{\mu T}}. \quad (1.6)$$

Из последних выражений видно, что, изменяя величину зазоров δ_1 и δ_2 , можно регулировать чувствительность ТТ, т.е. осуществить широкодиапазонность ТТ.

Преимущество данной конструкции состоит в том, что в качестве сердечника можно использовать ленточные сердечники серийных ТТ. К недостаткам следует отнести сложность установления необходимой величины воздушных зазоров δ_1 и δ_2 в соответствии с расчетными данными, а также наличие индуктивности рассеяния L_{2S} вследствие секционности вторичной обмотки [38].

Сравнительный анализ конструктивного исполнения анализируемых и других широкодиапазонных ТТ, изложенных в технической литературе, свидетельствует о том, что каждый способ осуществления широкодиапазонности наделен своими характерными особенностями.

Этим подчеркивается актуальность проблемы изучения широкодиапазонных ТТ, выбора и обоснования наилучшего

способа осуществления широкодиапазонности, разработки их новых конструкций, теоретических и экспериментальных исследований их характеристик.

Таким образом, изучение вопросов преобразования больших переменных токов в электроэнергетических системах и электротехнологических установках показало, что одной из причин их низкой эффективности являются неудовлетворительные технические характеристики их вторичных систем – систем управления и контроля режимами работы электроэнергетических систем и электротехнологических установки, в частности, применяемых в них ИПБПТ. Установлено, что ИПБПТ, применяемые во вторичных системах электроэнергетических систем и электротехнологических установки, должны иметь регулируемый диапазон преобразования, лучшие динамические свойства в переходных режимах работы электроэнергетических систем и электротехнологических установках и ЭТУ, стабильность характеристик при экстремальных условиях эксплуатации. Сравнительный анализ основных характеристик существующих ИПБПТ показал, что трансформаторы тока наиболее отвечают требованиям электроэнергетических систем, электротехнологических установки и их вторичных систем. Предложена классификация способов осуществления широкодиапазонности ТТ.

ГЛАВА II. РАЗРАБОТКА ШИРОКОДИАПАЗОННЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

2.1. Поисковое проектирование широкодиапазонных трансформаторов тока

Технико-экономические показатели элементов и устройств систем управления и контроля, в том числе и широкодиапазонных ТТ, могут значительно улучшиться при широком внедрении новых информационных технологий на этапе их поискового проектирования. Основные задачи этого этапа сводятся к анализу, синтезу и выбору проектно-конструкторских решений ТТ. В свою очередь это требует анализа и сравнения значительного количества альтернативных вариантов решений [9, 130].

Имеющиеся системы поискового проектирования на основе баз данных по физическим эффектам (ФЭ) предназначены для синтеза технических устройств широкого назначения. В большинстве своем они осуществляют функции централизованного сбора, накопления и хранения информации о ФЭ, организации автоматизированного многоаспектного поиска ФЭ и принципов действий технических устройств и технологий. Использован принцип построения объектно-ориентированных систем информации, предназначенной для эксплуатации специалистами различных предметных областей, представления ФЭ со словесным описанием причинно-следственной связи. Результатом работы является синтез физического принципа действия (ФПД) технического устройства в виде цепочки последовательных преобразований от входа до выхода. Работа таких систем организована вокруг банков данных ФЭ, причем способ описания данных индивидуален для каждой системы. И если синтез ФПД в таких системах представлен достаточно полно, то лишь в некоторых из них применяется морфологический синтез.

Усложненность формализованного языка описания вызывает определенные трудности при составлении математических моделей описания синтезированных вариантов ФПД, пополнении базы данных по ФЭ, доступной рядовому пользователю. Отсутствие количественных критериев, необходимых для оценки эксплуатационных характеристик, не позволяет реализовать процедуру отбора наилучших вариантов. Описание ФЭ не сопровождается конструктивной проработкой технических реализаций.

Известен энергоинформационный метод поискового проектирования технических устройств, основанный на энергоинформационной модели цепей различной физической природы и аппарата параметрических структурных схем (ПСС) [53]. Он позволяет синтезировать ФПЭ элементов и устройств систем управления из элементарных звеньев – физико–экономических эффектов (ФТЭ) и параметров цепей различной физической природы (основные соотношения между цепями различной физической природы по энергоинформационной модели цепей и аппарата ПСС приведены в приложении 1). Существенные отличия этого метода от других методов поискового проектирования заключаются в следующем:

- во-первых, сложные физические процессы, протекающие в технических устройствах, расчленяются на процессы в цепях различной физической природы, взаимодействие между которыми отражается наличием ФТЭ;

- во-вторых, используются сосредоточенные, распределенные и изменяющиеся во времени параметры – аналоги (сопротивление, индуктивность, емкость и их производные) для описания технических устройств. При этом предусмотрены всевозможные связи между величинами и параметрами;

- в третьих, используются критерии-уравнения, связывающие величины и параметры для описания процессов определенной физической природы с сосредоточенными, распределенными в пространстве и изменяющимися во времени величинами и параметрами.

Для составления ПСС элементов и устройств систем управления, использующих ФТЭ между цепями различной

физической природы, их представляют в виде элементарных преобразований величин одной физической природы в величины или параметры другой физической природы.

Энергоинформационный метод позволяет сделать процесс поискового проектирования элементов и устройств систем управления наглядным, более содержательным, раскрывает как качественные, так и количественные связи. Кроме того, он позволяет автоматизировать процессы выбора ФПД и скелетной конструкции устройства.

С другой стороны, известен морфологический метод поискового проектирования технических устройств. Основанный на анализе и синтезе конструктивных реализаций, он является эффективным средством для поиска новых технических решений, поскольку позволяет полностью учитывать все мыслимые и существующие варианты. Метод базируется преимущественно на комбинаторном принципе поиска решений, позволяя планомерно закладывать в морфологические множества огромное число аналогов.

Описание всех потенциально возможных решений данной задачи может быть представлено в виде морфологической таблицы (МТ) или морфологического дерева. МТ – классификационная таблица, каждая строка которой представляет собой классификацию множества исследуемых систем по определенному существенному признаку.

Классификационный признак (K_j) – функционально – значимое общее свойство множества конструктивных реализаций ФТЭ. Значение классификационного признака – одно из значений подмножества морфологического множества технических реализаций ФТЭ. МТ – это совокупность разделенных на значения классификационных признаков ФТЭ.

Этап морфологического синтеза технических решений включает:

- 1) оценку всех имеющихся в МТ вариантов по совокупности эксплуатационных характеристик;

2) выбор из морфологической матрицы одного или нескольких вариантов технического решения по совокупности эксплуатационных характеристик.

Как известно, этап составления МТ, т.е. получение обобщенного описания всех конструктивных реализаций технического устройства, называется морфологическим анализом, а этап извлечения из МТ конструктивных реализаций технического устройства – морфологическим синтезом. Задачей последнего этапа является построение скелетной конструкции устройства с лучшими знаниями выбранной характеристики, например, точности или чувствительности.

Выбранные морфологические признаки должны быть независимыми друг от друга, существенными для любой реализации устройства, охватывающими все аспекты физического явления. МТ, как многопризнаковая классификация исследуемых технических устройств может служить не только для достижения исходной цели, но и для решения многих задач, например, таких, как организация соответствующих информационных массивов, построение информационно-поисковых систем и т.д. Построение МТ основано на блочном принципе, предполагающем, что каждое значение морфологических множеств подлежит дальнейшей декомпозиции. Таким образом, МТ обладает свойством вложенности, т.е. в качестве значения морфологического признака может выступать система морфологических признаков более глубокого уровня.

Анализ возможностей энергоинформационного и морфологического методов поискового проектирования технических устройств показывает, что каждый метод имеет как свои преимущества, так и недостатки. Поэтому в настоящей работе предлагается совмещать положительные стороны этих двух методов: после выбора на основе энергоинформационного метода ФПД в виде ПСС МТ составит для выбранной ПСС широкодиапазонного ТТ, а затем, произведя дальнейшую декомпозицию морфологических признаков, составит МТ для каждого ФТЭ, имеющегося в ПСС ТТ. Такая методика применения вышеуказанных методов поискового проектирования позволяет резко увеличить количество всевозможных вариан-

тов конструктивных реализаций ТТ и в конечном итоге выбрать ТТ, наиболее полно отвечающее требованиям систем управления и контроля.

2.2. Морфологический анализ и синтез широкодиапазонных трансформаторов тока по выбранной структурной схеме

Как известно [53, 80], энергоинформационный метод проектирования основан на использовании автоматизированного банка данных (АБД) ФТЭ. Основные этапы поискового проектирования технических устройств энергоинформационным методом в виде блок–схемы приведены в приложении 1 (рис.П.1.1). Согласно этой блок–схеме, информация, содержащаяся в научно-технической и патентной литературе, а также знания экспертов преобразуются с помощью энергоинформационной модели цепей различной физической природы к виду, удобному для ввода в соответствующие базы данных (БД). Эти БД могут быть объектно-ориентированными, проблемно-ориентированными и межотраслевыми. Каждая из них является основной для соответствующего этапа поискового проектирования технических устройств, в частности, широкодиапазонных ТТ. Поиск ФПД осуществляется на основе БД ФТЭ, а поиск конструктивных реализаций для выбранного ФПД – на основе БД морфологических матриц. Учет условий эксплуатации и корректировка рассматриваемых характеристик осуществляются с помощью структурных и параметрических обобщенных приёмов. Все этапы, кроме компоновки скелетной конструкции, полностью осуществляются с привлечением компьютерной техники.

Таким образом, структурный синтез широкодиапазонных ТТ с помощью энергоинформационного метода заключается в извлечении ФТЭ из АБД ФТЭ и построении вариантов ПСС с заданными входными и выходными величинами. Однако выбранная (полученная) после структурного синтеза ПСС не всегда позволяет скомпоновать скелетную конструкцию широкодиапазонных ТТ с требуемыми значениями рассматриваемых характеристик.

В работе подробно рассмотрен этап поискового проектирования датчиков, связанный с выявлением и реализацией обобщенных приёмов улучшения их характеристик. Поэтому в монографии основное внимание уделяется на этапе морфологического синтеза конструкций широкодиапазонных ТТ.

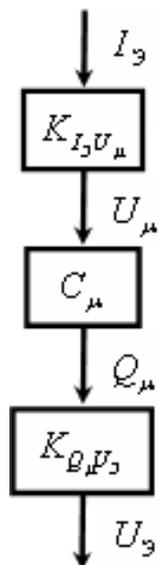


Рис. 2.1. Упрощенная ПСС широкодиапазонного ТТ.

Допустим, что в результате структурного синтеза широкодиапазонного ТТ выбрана его ПСС, где задействованы ФТЭ ампер-витков, параметр магнитной емкости и эффект электромагнитной индукции (рис.2.1). Морфологическая таблица для синтеза широкодиапазонных ТТ по выбранной ПСС показана на рис. 2.2. В ней количество классификационных признаков равно количеству ФТЭ и параметров ПСС, а количество возможных реализаций каждого ФТЭ или параметра – количеству отдельных и парных противоречивых характеристик, например, чувствительности (S), погрешности (γ), нелинейности (ε), чувствительности – цене (S–Ц), погрешности – цене (γ –Ц) и т.д.. Общее число возможных конструктивных реализаций синтезируемого ИПБПТ равно $N = 5 \cdot 5 \cdot 5 = 125$.

Ранжировка значений морфологических признаков осуществлена при следующих допущениях: 1) каждое значение морфологического признака можно оценивать независимо от значений других признаков; 2) морфологические признаки обладают теми же характеристиками, что и сам ФТЭ. Исходя из принятых допущений, значения каждого морфологического признака ранжируются по выбранным характеристикам на основе метода парных сравнений для нестрогого ранжирования [53].

Этот метод для оценки значений морфологических признаков реализуется следующим образом: на основе парного сравнения каждого значения морфологического признака с каждым строится матрица сравнений A_{ij} ($i = 1, n; j = 1, n$). Для каждого признака строится отдельная матрица. Элементы главной

диагонали приравняются к нулю. Если i -е значение признака лучше j -го значения по рассматриваемой характеристике $A_{ij} = 1$, в противном случае $A_{ij} = 0$. Далее строится строка-матрица B_i , элементами которой являются суммы элементов в каждой строке, т.е.

$$B_i = \sum_{j=1}^n A_{ij}.$$

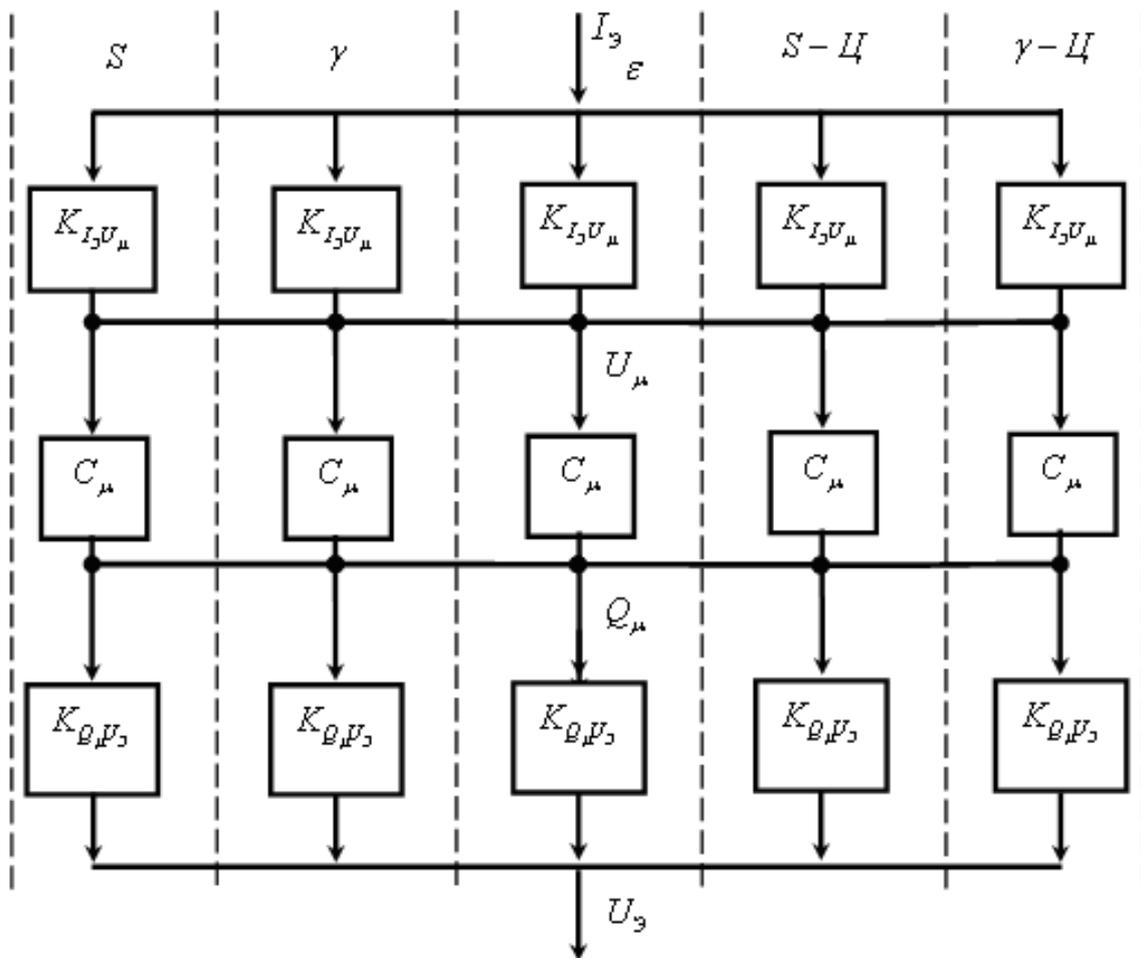


Рис. 2.2. МТ для синтеза широкодиапазонного ГТ.

Все n элементов упорядочиваются в соответствии с величиной B_i . На первое место ставится элемент, у которого элемент B_i – максимальный и т.д. Строится соответствующая матрица C_i . Элементы строки-матрицы C_i заносятся в морфологическую матрицу.

Например, по нелинейности для морфологической матрицы, представленной на рис. 2.2, упомянутые матрицы для признака – ФТЭ ампер-витков имеют следующий вид:

$$A = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{vmatrix}, \quad B = \begin{vmatrix} 1 \\ 2 \\ 2 \\ 3 \end{vmatrix}, \quad C = \begin{vmatrix} 3 \\ 2 \\ 2 \\ 1 \end{vmatrix}.$$

Пусть необходимо синтезировать широкодиапазонный ТТ с максимально возможной чувствительностью. Оценка значений признаков осуществляется методом парных сравнений для нестрогого ранжирования. Делается предположение, что вариант, фиксирующий в морфологической матрице наилучшие значения, будет наилучшим с точки зрения искомой цели. В каждой морфологической матрице на каждой строке фиксируется значение признака, для которого чувствительность является наибольшей. Для рассматриваемого ИПБПТ получаем следующее сочетание значений признаков: исполнение ФТЭ ампервитков – многовитковый сердечник с общей обмоткой, исполнение параметра магнитной емкости – сердечник с высоким значением магнитной проницаемости, эффекта Холла – электромагнитной индукции – многовитковый сердечник с общей измерительной обмоткой. В результате морфологического синтеза получаем конструкцию широкодиапазонного ТТ с повышенной чувствительностью и регулируемым диапазоном, представленную на рис.2.7.

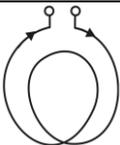
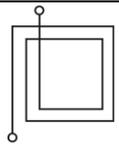
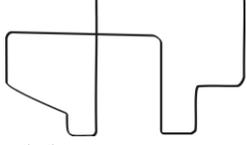
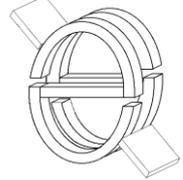
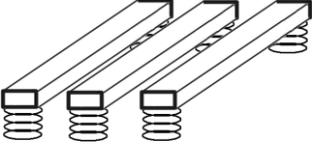
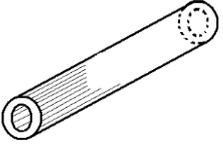
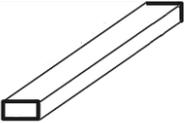
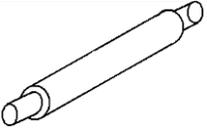
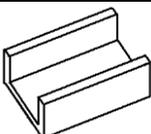
На этапе компоновки этого конструктивного варианта исполнения широкодиапазонного ТТ могут быть реализованы обобщенные приёмы усовершенствования конструкций с целью дальнейшего улучшения характеристик исследуемых ТТ.

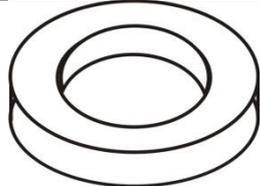
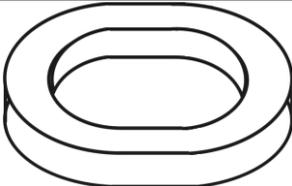
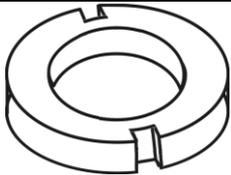
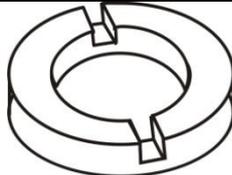
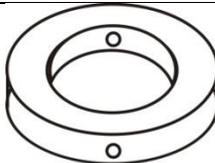
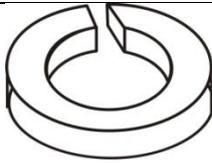
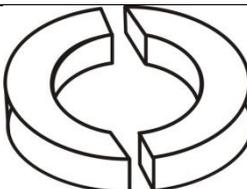
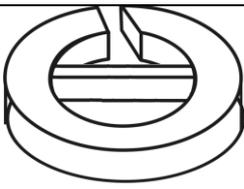
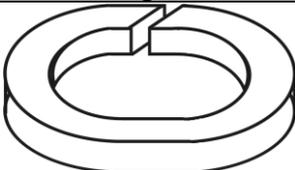
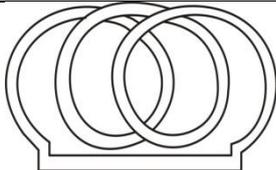
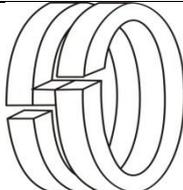
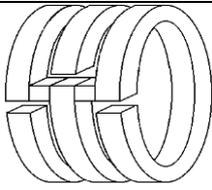
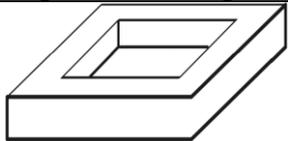
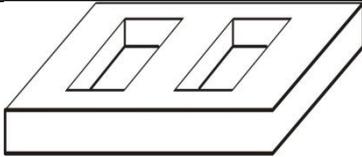
Таким образом, морфологический синтез широкодиапазонных ТТ по их выбранной структурной схеме позволяет проектировать ТТ с требуемыми характеристиками без привлечения из автоматизированного банка данных дополнительных ФТЭ.

2.3. Морфологическая матрица физико-технических эффектов для синтеза широкодиапазонных трансформаторов тока

В предыдущем параграфе был изложен подход к синтезу конструктивных реализаций ФТЭ на основе морфологического анализа, в котором ММ составляется на устройство в целом. Основным недостатком такого подхода является то, что ММ составляются на устройство в целом, а не на ФТЭ, лежащие в основе их физического принципа действия, в результате чего при постановке новой проектной задачи необходимо заново анализировать определенный класс технических устройств и разрабатывать новую ММ. База данных ММ ФТЭ предназначена для синтеза возможных вариантов технических реализаций ФТЭ. Морфологические признаки ФТЭ представляют собой совокупность важнейших функций, присущих данному эффекту. При выборе морфологических признаков должны учитываться следующие требования: универсальность признака для множества технических реализаций ФТЭ; независимость признаков друг от друга; достаточная немногочисленность. Для каждого морфологического признака выбираются альтернативные варианты технической реализации этой функции. При этом выбор вариантов технической реализации функции важно осуществлять на уровне широких альтернатив, опуская незначительные вариации. ММ ФТЭ содержит морфологические признаки важнейших функций ФТЭ, совокупности альтернативных вариантов технических реализаций этих признаков в виде словесного описания и эскизного чертежа, а также численные данные по эксплуатационным характеристикам каждого альтернативного варианта. Последнее позволяет ранжировать эти варианты по совокупности эксплуатационных характеристик.

Для того, чтобы показать возможности ММ ФТЭ для синтеза конструктивных реализаций широкодиапазонных ТТ, рассмотрим ММ ФТЭ ампервитков (рис.2.4). Паспорт этого ФТЭ приведен в приложении 2.

		Значения классификационных признаков				
Классификационные признаки	Обмотка	S	 Спиральная Цилиндрическая		 Спиральная прямоугольная	
		□				
		□				
		Д				
		Ц	 U-образная полувитковая		 Дифференциальная или бифилярные	
			 Кабель		 Полукольцевая дифференциальная	
			 Пакет шин		 Трубчатая	
	 Шина		 Провод			
	 Кольцевая с разветвлением		 Коробчатая			
	Материал обмотки	Алюминий	Медь	Сталь		

Классификационные признаки	Магнитопровод	S		
		□	Тороидальная	Витой
		□		
		Д		
		Ц	Тороидальный с частичным поперечным зазором	Тороидальный с частичным радиальным зазором
				
			Тороидальный с частичным круглым зазором	Тороидальный с одним зазором
				
	Тороидальный с двумя зазорами	Витой разветвленный с зазором		
				
	Витой с зазором	Многовитковый		
				
	Двухкольцевой с зазором и поперечным стержнем	Многокольцевой с зазорами и поперечными стержнями		
				
	Стержневой	Броневой		

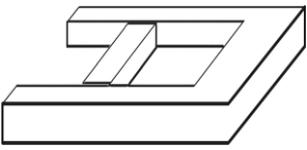
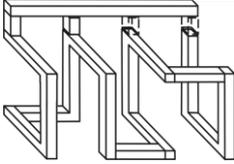
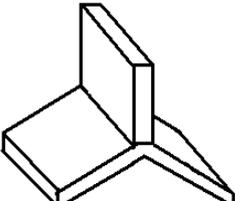
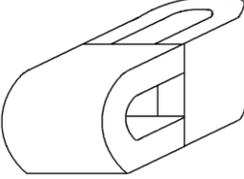
Классификационные признаки	Магнитопровод	S	 Стержневой с регулировкой длины	 Многостержневой разветвленный с регулировкой длины					
		□							
		□							
		Д Ц							
		 Трехлучевая звезда	 Паратрансформаторный или ортогональный						
Материал магнитопроводов	Пермаллой	Ферромагнитная жидкость	Нанокристаллические сплавы						
	Феррит	Ферромагнитный порошок	Электротехническая сталь						

Рис. 2.4. Морфологическая матрица физико-технического эффекта ампервитков.

В качестве морфологических признаков выбраны: форма первичной обмотки (m); материал первичной обмотки (n); форма магнитопровода (p) и материал магнитопровода (q). Количество возможных конструктивных реализаций ФТЭ ампервитков составляет $N = mnpq = 12 \cdot 3 \cdot 18 \cdot 6 = 3888$.

Таким образом, в ММ ФТЭ можно сконцентрировать все значения о технических реализациях (существующих и возможных) рассматриваемого эффекта. Создание баз данных ММ ФТЭ, а не самого ТТ позволяет на несколько порядков увеличить число синтезируемых вариантов построения ТТ, а следовательно, выбрать в конечном итоге вариант исполнения, наиболее полно отвечающий требованиям систем управления контроля.

Рассмотрим несколько конструкций широкодиапазонных ТТ, разработанных с помощью энергоинформационного и морфологического методов поискового проектирования.

2.4. Новые широкодиапазонные трансформаторы тока

Как известно [23, 38] и как отмечалось в первой главе работы, трансформатор тока, в котором широкодиапазонность осуществляется плавным регулированием количества витков обмоток, имеет низкую надежность из-за наличия скользящего контакта. Поэтому в данной работе предложена новая конструкция с бесконтактным регулированием диапазона преобразования [35, 60]. На рис. 2.5 показан разработанный широкодиапазонный ТТ: на рис. 2.5,а – общий вид ТТ, а на рис. 2.5,б – подвижный магнитопровод с измерительной обмоткой.

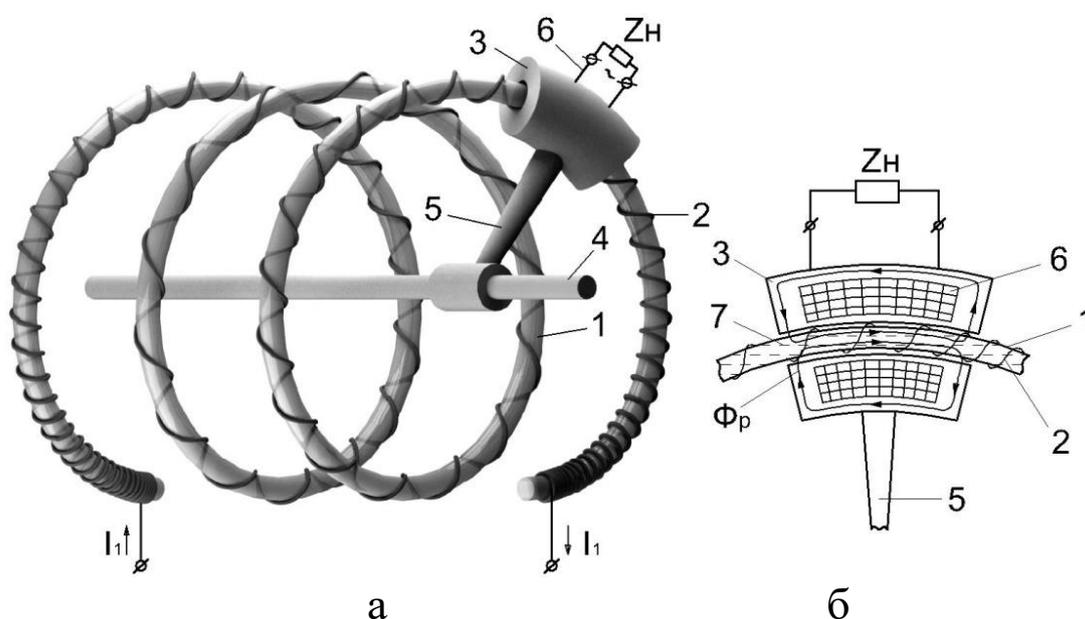


Рис. 2.5. Конструктивная схема широкодиапазонного ТТ.

Разработанный ТТ состоит из неподвижного полого сердечника 1 в форме спирали из немагнитного и неэлектропроводного материала, первичной обмотки 2, нанесенной по требуемому функциональному закону на неподвижной сердечник 1, подвижного ферромагнитного магнитопровода 3, имеющего возможность вращения вокруг общей оси 4 с помощью держателя 5, вторичной обмотки 6, расположенной во внутренней полости подвижного ферромагнитного сердечника 3 и ферромагнитной жидкости 7, заполняющей охватываемую подвижным ферромагнитным сердечником 3 части спиралевидной

полой трубки 1. Первичная обмотка 2 намотана на спиралевидный сердечник 1 так, что удельное число витков, приходящееся на единицу угла поворота подвижной части, растет от центра сердечника 1 к его концам. Описываемый трансформатор относится к классу маломощных лабораторных ТТ с воздушным зазором.

Широкодиапазонный ТТ работает следующим образом. При прохождении переменного тока по первичной обмотке под воздействием магнитного поля ферромагнитная жидкость за счет электромагнитной силы удерживается в охватываемой подвижным магнитопроводом части спиралевидной трубки. При перемещении подвижного магнитопровода вдоль спиралевидной трубки ферромагнитная жидкость также перемещается. Изготовление спиралевидного сердечника в виде полой трубки существенно уменьшает массу и снижает расход материала магнитопровода ТТ.

Суммарное магнитное сопротивление на пути рабочего магнитного потока находится как

$$R_{\mu\Sigma} = \frac{l_{\mu c}}{\mu_c \mu_o S_{\mu c}} + \frac{l_{\mu ж}}{\mu_{ж} \mu_o S_{\mu ж}} + \frac{l_{\mu \delta}}{\mu_o S_{\mu \delta}},$$

где $l_{\mu \delta} = 2(\delta + \delta_c)$ – суммарный немагнитный зазор на пути рабочего магнитного потока; δ – зазор между подвижным магнитопроводом 3 и спиралевидным полым сердечником 1; δ_c – толщина спиралевидного полого сердечника 1; $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Гн}{м}$ – магнитная постоянная; μ_c , $\mu_{ж}$ – магнитные проницаемости соответственно стали и ферромагнитной жидкости; $S_{\mu c}$, $S_{\mu ж}$, $S_{\mu \delta}$ – поперечные сечения на пути рабочего магнитного потока соответственно подвижного магнитопровода, ферромагнитной жидкости и зазора.

Первичный ток создает МДС:

$$U_{\mu 1} = I_1 w_2 = I_1 k \alpha,$$

где $w_2 = k \alpha$ – число витков измерительной обмотки, приходящееся на единицу угла поворота α подвижного магнитопровода, k – коэффициент пропорциональности.

Описываемый ТТ предназначен для преобразования не очень больших токов. Широкодиапазонность (плавное регулирование в сторону расширения нижнего предела преобразования) осуществляется изменением количества витков первичной обмотки путем поворота подвижного магнитопровода без разрыва первичной цепи, что очень важно, когда нежелательны перебои электроснабжения в системе.

Вместе с тем, при кратковременном внезапном отключении первичного тока ферромагнитная жидкость вытекает из места расположения подвижного магнитопровода с обмотками, а при восстановлении первичного тока ТТ будет работать без ферромагнитной жидкости. Это приводит к возникновению существенной погрешности преобразования. Поэтому была поставлена задача – повышение стабильности работы ТТ.

Поставленная задача решается тем, что в широкодиапазонном ТТ, содержащем спиралевидный сердечник, выполненный в виде полой диамагнитной и неэлектропроводной трубки, на которую по требуемому функциональному закону нанесена первичная обмотка, и подвижный магнитопровод с вторичной обмоткой, охватывающий часть спиралевидного сердечника с ферромагнитной жидкостью, сердечник выполнен в виде архимедовой спирали и расположен вертикально с возможностью поворота. Подвижный магнитопровод свободно установлен на вертикально расположенном направляющем с возможностью перемещения.

Повышение стабильности работы ТТ достигается за счет того, что спиралевидный сердечник выполнен в виде вертикально установленной архимедовой спирали с возможностью поворота, при этом подвижный магнитопровод охватывает часть спиралевидного сердечника, заполненного ферромагнитной жидкостью, и имеет возможность перемещения только по вертикали.

В предлагаемом ТТ при повороте спиралевидного сердечника подвижный магнитопровод с вторичной обмоткой и ферромагнитной жидкостью перемещается только по вертикальной направляющей. Поэтому ферромагнитная жидкость всегда

удерживается в охватываемой подвижным магнитопроводом нижней части архимедового спиралевидного сердечника.

Выполнение спиралевидного сердечника в виде архимедовой спирали и его вертикальное размещение, а также свободное установление подвижного магнитопровода на вертикально расположенной направляющей с возможностью перемещения исключает вытекание ферромагнитной жидкости из-под подвижного магнитопровода с вторичной обмоткой при кратковременном внезапном отключении источника питания и восстановлении источника питания ТТ продолжает работать в установленном режиме, сохраняя тем самым стабильность работы.

На рис. 2.6 показан разработанный широкодиапазонный ТТ [21, 22, 24, 31]: на рис. 2.6, а – вид спереди, на рис. 2.6, б – вид сбоку в разрезе, на рис. 2.6, в – вид при повороте спиралевидного сердечника на 90° , на рис. 2.6, г – подвижный магнитопровод с вторичной обмоткой (в разрезе).

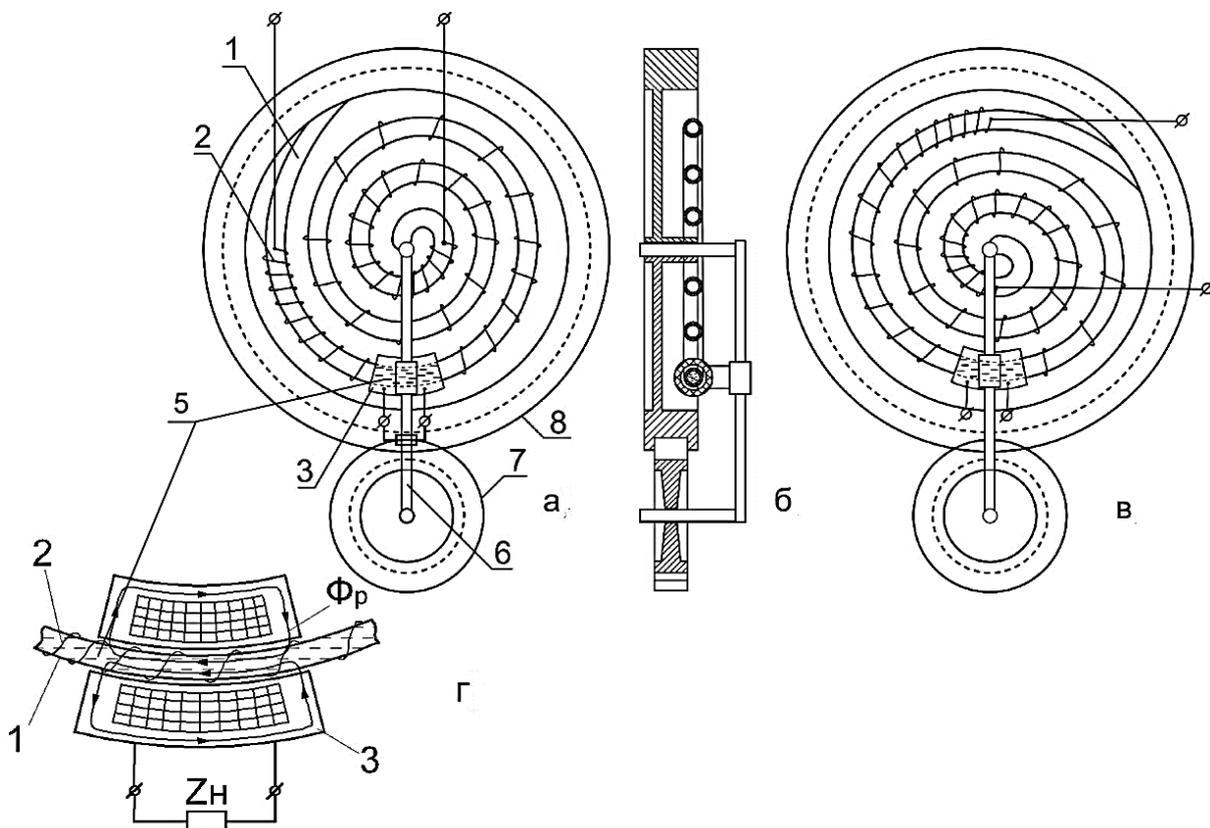


Рис. 2.6. Широкодиапазонный ТТ.

Предлагаемый широкодиапазонный ТТ состоит из сердечника 1, выполненного в виде вертикально расположенной архимедовой спирали из полый диамагнитной и неэлектропроводной трубки, на которую по требуемому функциональному закону нанесена первичная обмотка 2, и подвижный магнитопровод 3 с вторичной обмоткой 4, охватывающей часть спиралевидного сердечника 1, заполненного ферромагнитной жидкостью 5. Подвижный магнитопровод 3 с обмоткой 4 установлен на вертикально расположенной направляющей 6 с возможностью перемещения в вертикальном направлении при повороте спиралевидного сердечника 1. Поворот сердечника осуществляется с помощью вспомогательных шестеренок 7 и 8.

Подвижный магнитопровод 3 служит для создания магнитного потока. Он представляет собой полый цилиндр с изогнутой осью, совпадающей с осью провода, намотанного на полый сердечник 1, и охватывающий только часть сердечника 1 с обмоткой 2. Принцип действия этого ТТ не отличается от принципа действия предыдущего ТТ.

Поворот спиралевидного сердечника 1 осуществляется с помощью вспомогательной зубчатой передачи. При этом ферромагнитная жидкость 5 под воздействием электромагнитной силы, создаваемой магнитным полем, удерживается в охватываемой подвижным магнитопроводом нижней части витков спиралевидного сердечника 1. Перемещение подвижного магнитопровода 3 с обмоткой 4 при повороте спиралевидного сердечника 1 происходит только по направляющей 6.

Таким образом, положительный эффект достигается тем, что выполнение спиралевидного сердечника в виде архимедовой спирали и его вертикальное размещение с возможностью поворота, а также свободное установление подвижного магнитопровода с обмоткой на вертикальную направляющую с возможностью перемещения при повороте спиралевидного сердечника не позволяет вытекать ферромагнитной жидкости из-под подвижного магнитопровода с обмоткой при кратковременном внезапном отключении питания и восстановлении источника питания ТТ продолжает работать в установленном режиме. Это приводит к повышению стабильности работы ТТ.

На рис. 2.7 представлена конструктивная схема широкодиапазонного ТТ, разработанного на основе устройства для бесконтактного измерения больших токов по [32, 62]. В этом ТТ широкодиапазонность осуществлена регулированием первичной МДС путем изменения количества витков многовиткового сердечника (см. рис. 1.9). ТТ содержит многовитковый сердечник 1 с вторичной обмоткой 2, ферромагнитный подвижный элемент 3, установленный в зазоре между продольной перемычкой 4 и многовитковым сердечником 1, выполненным разомкнутым в виде последовательно соединенных между собой перемычками 5 П – образных ферромагнитных элементов 6. Один из концов многовиткового сердечника 1 соединен с продольной перемычкой 4 посредством ферромагнитного подвижного элемента 3. Измеряемый ток проходит по токопроводящей 7.

Широкодиапазонный ТТ работает следующим образом. Прохождение преобразуемого тока I_1 через токопроводящую шину 7 обуславливает в многовитковом сердечнике создание МДС:

$$U_{\mu 1} = w_m w_0 I_1 = w_m I_1,$$

где w_m , w_0 - количество витков соответственно многовиткового сердечника и первичной обмотки. В нашем случае $w_0 = 1$.

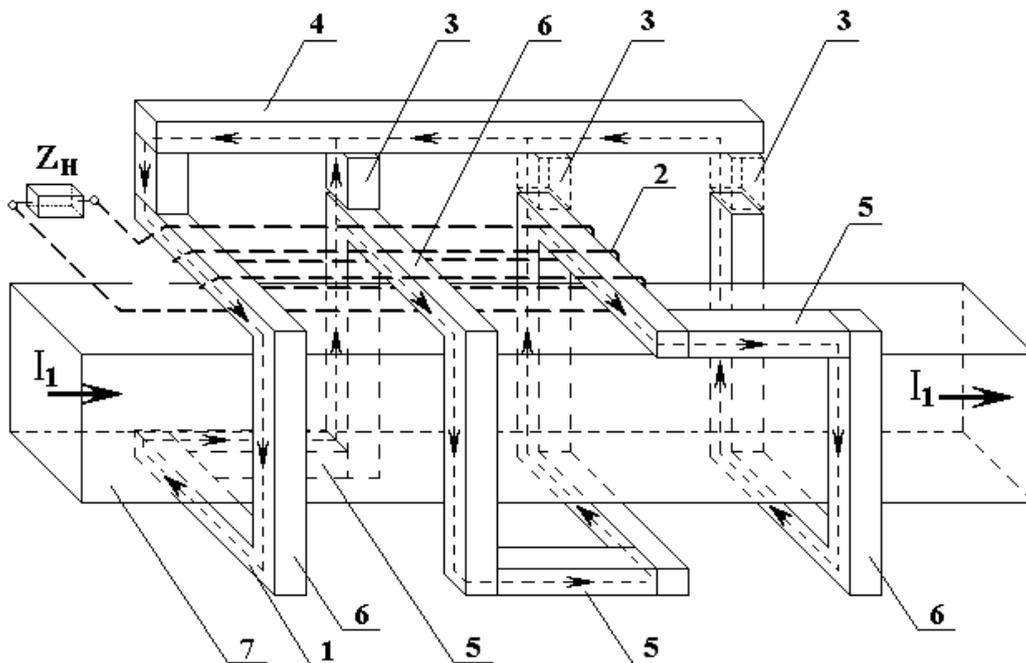


Рис. 2.7. Конструктивная схема широкодиапазонного ТТ.

При преобразовании больших токов ферромагнитный подвижный элемент 3 устанавливается так, чтобы рабочий магнитный поток преобразуемого тока замыкался только через один виток многовиткового сердечника (положение подвижного элемента 3 для этого случая показано сплошными линиями). В этом случае МДС первичной обмотки равен

$$U_{\mu 1} = w_m I_1 = I_1, \text{ т.е. } w_m = 1.$$

При измерении относительно небольших токов ферромагнитный подвижный элемент 3 устанавливается так, чтобы магнитный поток замыкался через несколько витков многовиткового сердечника (положении ферромагнитного подвижного элемента 3 для этих случаев показаны пунктирной линией). При этом $U_{\mu 1} = w_m I_1$.

Таким образом, вышеописанный ТТ позволяет преобразовывать небольшие и большие токи, т.е. имеет несколько пределов преобразования, причем расширение достигается в сторону нижнего предела преобразования. Регулирование осуществляется без разрыва силовой цепи.

Вышерассмотренные разработанные широкодиапазонные ТТ имеют низкие динамические свойства при преобразовании переходных токов ЭЭС и ЭТУ, в составе которых, помимо переменной составляющей, присутствуют апериодические составляющие, вносящие существенную погрешность преобразования тока [38]. С целью снижения этой погрешности разработана специальная конструкция широкодиапазонного ТТ (рис. 2.8) [29].

ТТ содержат тороидальный сердечник 1 с диаметральной перемычкой 2 и воздушным зазором в правой полутороиде, на левой полутороиде расположена первичная обмотка 3, на правом – секции вторичных обмоток 4, а на диаметральной перемычке – короткозамкнутая (к.з.) обмотка – медное кольцо 5.

Трансформатор тока работает следующим образом. В установившемся режиме при протекании по первичной обмотке 3 переменного тока в левой полутороиде создается МДС $U_{\mu 1}$, под действием которой образуется магнитный поток $\Phi_{1\Sigma}$. Этот поток распределяется между диаметральной перемычкой и

правой полутороидой обратно пропорционально их магнитным сопротивлениям. Магнитное сопротивление диаметральной перемычки с к.з. кольцом для периодического магнитного потока $\Phi_{1пер}$ велико, так как магнитное сопротивление к.з. кольца очень большое. Поэтому магнитный поток $\Phi_{1пер}$ замыкается через правую полутороиду. При этом во вторичной обмотке 4 наводится ЭДС, под действием которой протекает вторичный ток по нагрузке Z_H (на схеме не показана).

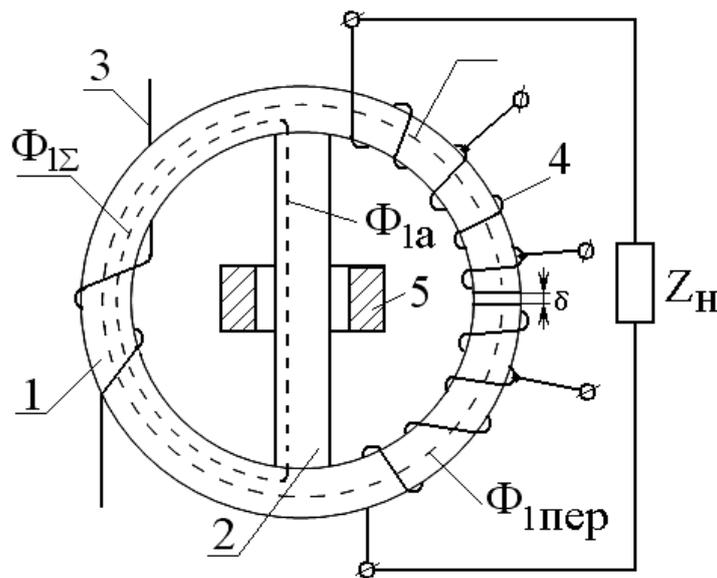


Рис. 2.8. Конструктивная схема широкодиапазонного ТТ.

В переходном режиме ЭЭС и ЭТУ первичный ток и соответствующий ему магнитный поток в левой полутороиде состоят из периодической и аperiodической составляемых. Периодическая составляющая магнитного потока $\Phi_{1пер}$ по-прежнему замыкается через правую полутороиду. Аperiodическая составляющая магнитного потока $\Phi_{1а}$, в основном, замыкается по диаметральной перемычке благодаря его меньшему магнитному сопротивлению. Так как частота изменения аperiodической составляющей магнитного потока $\Phi_{1а}$ равна нулю, то магнитное сопротивление к.з. витка этому потоку также равно нулю. Поэтому аperiodическая составляющая магнитного потока $\Phi_{1а}$ практически не оказывает влияния на величину

вторичного тока в переходном режиме. В результате этого повышается точность преобразования аварийного тока ЭЭС и ЭТУ.

Использование разработанного широкодиапазонного ТТ вместо известных с замкнутым сердечником позволяет повысить эффективность функционирования вторичных систем – систем управления в переходных режимах работы первичных систем – ЭЭС и ЭТУ.

Известен широкодиапазонный ТТ, содержащий металлический круг с центральной перемычкой, выполненный, например, из алюминия или меди, ферромагнитный замкнутый сердечник с измерительной обмоткой, установленный на центральной перемычке и токосъемных выводов, диаметрально расположенных по краям круга (см. рис. 1.11).

Недостатком известного ТТ является относительно большой порог чувствительности при измерении небольших токов.

При измерении небольших токов шина с измеряемым током подключается к зажимам диаметральной перемычки. В этом случае часть измеряемого тока проходит по двум полукругам, не участвуя в процессе образования магнитного поля в ферромагнитном сердечнике с измерительной обмоткой. Отсюда следует, что известное устройство не может работать как обычный одношинный измерительный ТТ с замкнутым сердечником. Это сужает область применения известного устройства.

Задача изобретения – расширение области применения трансформатора тока за счет снижения его порога чувствительности при измерении небольших токов.

Применением морфологического метода технического творчества эта задача решена тем, что в трансформаторе тока, содержащем металлический круг с центральной перемычкой, ферромагнитный замкнутый сердечник с измерительной обмоткой, установленный на центральной перемычке и токосъемных выводах, диаметрально расположенных по краям круга, круг выполнен в виде двух соосных кольцевых элементов, в теле у перекрестно – противоположных концов которых выполнены

зазоры, причем кольцевые элементы электрически изолированы друг от друга и расположены зеркально.

Такое выполнение металлического круга позволяет снизить порог чувствительности трансформатора при измерении небольших токов до значения порога чувствительности обычного одношинного ТТ с ферромагнитным замкнутым сердечником.

На рис. 2.9-2.10 представлена конструкция разработанного трансформатора тока [63]: на рис. 2.9 – аксонометрическое изображение; на рис.2.10, а – вид спереди; на рис.2.10, б – вид с верху; 2.10, в – вид сбоку; на рис.2.11 – подключение токосъемных выводов к диаметрально противоположным переключкам ТТ.

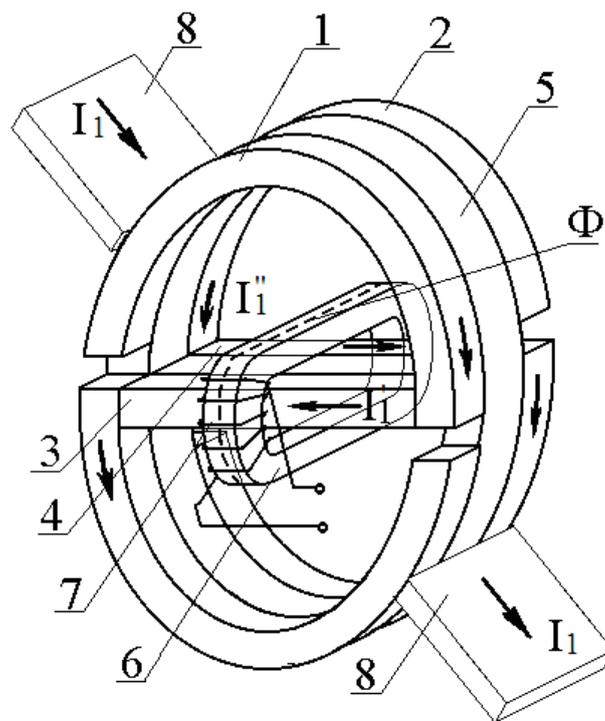


Рис. 2.9. Широкодиапазонный ТТ: аксонометрическое изображение.

Устройство состоит из металлического круга, выполненного в виде двух соосных кольцевых элементов 1 и 2 с диаметрально противоположными переключками 3 и 4, в теле у перекрестно-противоположных концов которых выполнены зазоры δ_1 , причем кольцевые элементы 1 и 2 друг от друга электрически изолированы диэлектриком 5 и расположены зеркально, ферромагнитного замкнутого сердечника 6 с измерительной обмоткой 7,

установленного на диаметральных перемычках 3 и 4, расположенных диаметрально по краям круга токосъемных выводов 8.

В этом ТТ широкодиапазонность осуществляется созданием и регулированием противо МДС путем изменения сопротивления участков первичной обмотки.

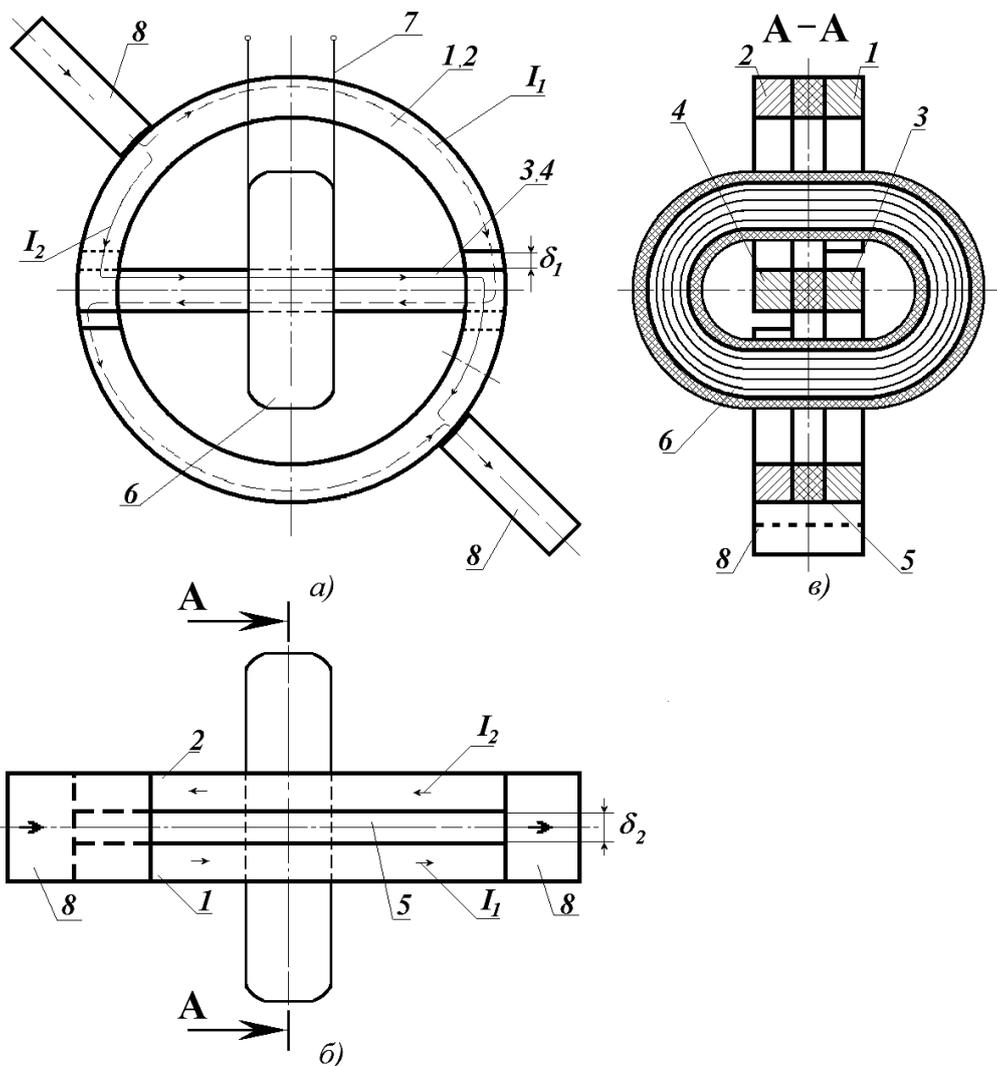


Рис. 2.10. Широкодиапазонный ТТ: а – вид спереди; б – вид сверху; в – вид сбоку.

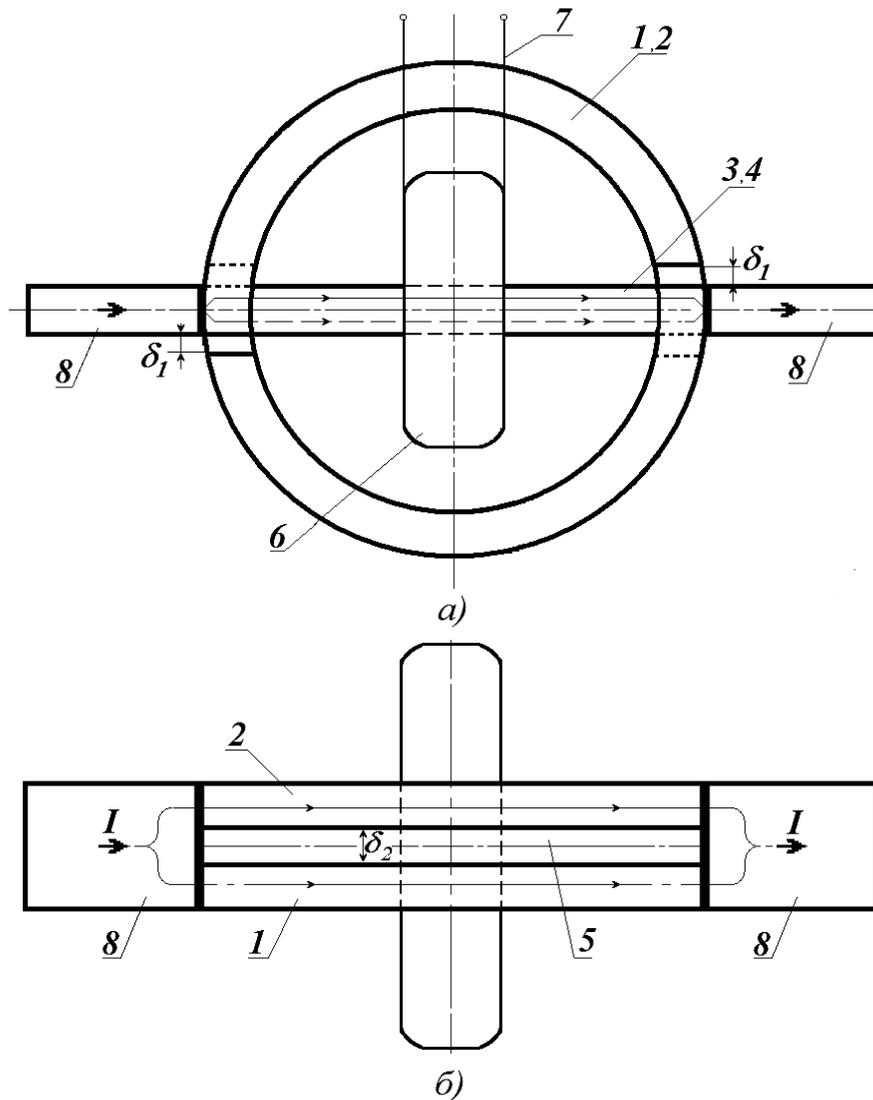
Трансформатор тока работает следующим образом. Через цепь токосъемных выводов 8 трансформатора тока пропускает контролируемый ток. Измерительную обмотку 7 подключают к измерителю. В контролируемой цепи устанавливают максимальный ток диапазона измерения. Путем поворота металлического круга в пределах шкалы на измерителе устанавливают

необходимую величину выходного сигнала. Положения круга фиксируют с помощью зажимных болтов (на рис. 2.10 не показаны).

В предлагаемом устройстве кольцевые элементы 1 и 2 с диаметральными перемычками 3 и 4 образуют два изолированных друг от друга моста, в качестве плеч, в которых служат сопротивления участков кольцевых элементов между токосъемными выводами. Направления токов в диаметральных перемычках 3 и 4 взаимно противоположны. Поэтому магнитный поток в ферромагнитном замкнутом сердечнике 6 создается разностью токов в этих перемычках. Так как от поворота круга пропорционально изменяется длина дуг отрезков плеч мостов, то пропорционально углу изменяется и величина токов в перемычках.

При измерении небольших токов шина с измеряемым током подключается к зажимам диаметральных перемычек (рис.2.11). В этом случае весь измеряемый ток проходит по диаметральным перемычкам в одном направлении из-за наличия зазоров δ_1 в обоих кругах. Следовательно, порог чувствительности предлагаемого трансформатора тока при измерении небольших токов снижается до значения порога чувствительности обычного одношинного трансформатора тока с ферромагнитным замкнутым сердечником.

Анализ работы этого ТТ показывает, что верхний предел преобразования практически не ограничен, в качестве сердечника могут быть использованы серийно выпускаемые ленточные тороидальные или овальные магнитопроводы. Кроме того, вследствие того, что рабочий магнитный поток в сердечнике создается разностью токов в перемычках, влияние апериодических составляющих первичного тока в переходных режимах на результат преобразования значительно. Преимуществом разработанного широкодиапазонного ТТ по сравнению с серийно выпускаемыми шинными ТТ являются его расширенные функциональные возможности, универсальность, т.е. его можно перестроить на любой диапазон преобразования первичного тока.



**Рис. 2.11. Широкодиапазонный ТТ подключение токосъемных выводов к диаметральной перемычке.
а – вид спереди; б – вид сверху.**

Таким образом, сравнительный анализ работы вышеизложенных разработанных широкодиапазонных ТТ показывает, что наиболее полно требованиям вторичных систем – систем управления отвечает конструкция широкодиапазонного ТТ, приведенного на рис. 2.9 – 2.11 [63].

Дальнейшее исследование должно быть направлено на разработки их математических моделей, изучение статических и динамических характеристик, погрешности, надежности, а также на разработки методики инженерного расчета конструктивных и электромагнитных параметров.

ГЛАВА III. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛЫ ШИРОКОДИАПАЗОННЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

3.1. Математическая модель первичной цепи широкодиапазонных трансформаторов тока

Получим аналитические зависимости между током, создающем МДС первичной цепи и преобразуемым током для разработанного широкодиапазонного ТТ и его прототипа. Прежде найдем эту зависимость для его прототипа.

Конструктивная схема кольцевого элемента и его электрическая схема замещения широкодиапазонного ТТ, описанного в первой главе (см. рис. 1.11), приведены на рис. 3.1.а и б.

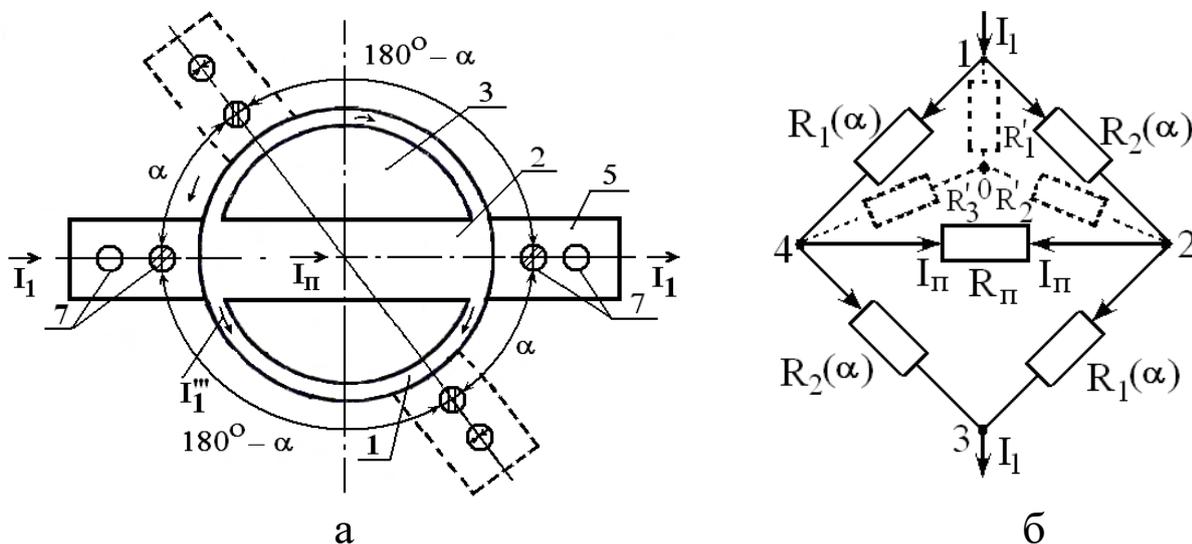


Рис. 3.1. Конструктивная схема кольцевого элемента (а) и его электрическая схема замещения (б) широкодиапазонного ТТ.

Для определения выражения $I_\pi = f(I_1)$ произведем соответствующее эквивалентное преобразование схемы [30], т.е.

$$R_1'(\alpha) = \frac{R_1(\alpha)R_2(\alpha)}{R_1(\alpha) + R_2(\alpha) + R_{\Pi}}; \quad R_2'(\alpha) = \frac{R_{\Pi}R_2(\alpha)}{R_1(\alpha) + R_2(\alpha) + R_{\Pi}};$$

$$R_3'(\alpha) = \frac{R_{\Pi}R_1(\alpha)}{R_1(\alpha) + R_2(\alpha) + R_{\Pi}}, \quad (3.1)$$

где $R_1(\alpha) = \rho \frac{l_1(\alpha)}{S} = \rho \frac{\pi r}{180^\circ S} \alpha$, $R_2(\alpha) = \rho \frac{l_2(\alpha)}{S} = \rho \frac{\pi r}{180^\circ S} (180^\circ - \alpha)$ – электрические сопротивления плеч моста (см. рис. 3.1,б); $R_{\Pi} = \rho \frac{l_{\Pi}}{S} = \rho \frac{2r}{S}$ – электрическое сопротивление диаметральной перемычки; ρ , S – соответственно удельное электрическое сопротивление материала и площадь поперечного сечения кольцевых элементов; $l_1(\alpha)$, $l_2(\alpha)$, l_{Π} – соответственно длины участков кольцевых элементов и диаметральной перемычки.

После эквивалентного преобразования схема принимает следующий вид (рис. 3.2):

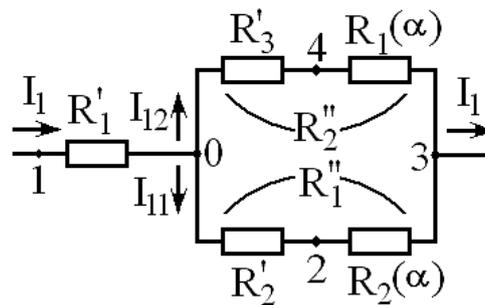


Рис. 3.2. Эквивалентная схема замещения первичной цепи широкодиапазонного ТТ.

Из схемы находим

$$R_1''(\alpha) = R_2'(\alpha) + R_1(\alpha) = \frac{R_{\Pi}R_2(\alpha) + R_1(\alpha)R_2(\alpha) + R_1(\alpha)R_{\Pi} + R_1^2(\alpha)}{R_1(\alpha) + R_2(\alpha) + R_{\Pi}}, \quad (3.2)$$

$$R_2''(\alpha) = R_1'(\alpha) + R_2(\alpha) = \frac{R_{\Pi}R_1(\alpha) + R_1(\alpha)R_2(\alpha) + R_2^2(\alpha) + R_{\Pi}R_2(\alpha)}{R_1(\alpha) + R_2(\alpha) + R_{\Pi}}, \quad (3.3)$$

$$R_{03}(\alpha) = \frac{R_1''(\alpha)R_2''(\alpha)}{R_1''(\alpha) + R_2''(\alpha)}, \quad (3.4)$$

$$U_{03} = R_{03}(\alpha)I_1, \quad (3.5)$$

$$I_{11} = \frac{U_{03}}{R_1''(\alpha)}; \quad I_{12} = \frac{U_{03}}{R_2''(\alpha)}. \quad (3.6)$$

Напряжение на диагонали моста находится как

$$U_{24} = I_{11}R_3'(\alpha) - I_{12}R_1'(\alpha) = \frac{R_{II}[R_2^2(\alpha) - R_1^2(\alpha)]I_1}{2[R_{II}R_1(\alpha) + R_{II}R_2(\alpha) + R_1(\alpha)R_2(\alpha)] + R_1^2(\alpha) + R_2^2(\alpha)}. \quad (3.7)$$

Ток в диагонали моста определяется как

$$I_{II} = \frac{U_{24}}{R_{II}} = -\frac{[R_2^2(\alpha) - R_1^2(\alpha)]I_1}{2[R_{II}R_1(\alpha) + R_{II}R_2(\alpha) + R_1(\alpha)R_2(\alpha)] + R_1^2(\alpha) + R_2^2(\alpha)}. \quad (3.8)$$

При $\alpha = 0$, $R_1(0) = 0$, $R_2(0) = \rho \frac{\pi r}{S}$ ток I_{II} будет равен

$$I_{II}|_{\alpha=0} = \frac{R_{II}(0)}{2R_{II} + R_2(0)} I_1 = \frac{\pi}{4 + \pi} I_1 \approx 0,44 I_1. \quad (3.9)$$

При $\alpha = 90^\circ$, $R_1(90^\circ) = R_2(90^\circ) = \rho \frac{\pi r}{S}$, а ток равен нулю, т.е.

$$I_{II}|_{\alpha=90^\circ} = 0. \quad (3.10)$$

Теперь определим зависимости $I_{II} = f(I_1)$ для разработанного широкодиапазонного ТТ (см. рис. 2.9) [28, 63]. С этой целью для каждого кольцевого элемента укажем путь токов I_1' и I_1'' (рис. 3.3, а и б).

Запишем выражения для электрических сопротивлений участков в соответствии с рис. 3.4, а и б:

$$R_1(\alpha) = \rho \frac{l_2(\alpha)}{S} = \rho \frac{\frac{\pi r}{180^\circ} \alpha}{S}, \quad R_2(\alpha) = \rho \frac{l_1(\alpha)}{S} = \rho \frac{\frac{\pi r}{180^\circ} (180^\circ - \alpha)}{S}$$

$$R_{II}(\alpha) = \rho \frac{l_{II}}{S} = \rho \frac{2r}{S}. \quad (3.11)$$

Общее сопротивление между узлами 1 и 2 равно:

$$R_{12} = \frac{[2R_1(\alpha) + R_{II}][2R_2(\alpha) + R_{II}]}{2[R_1(\alpha) + R_2(\alpha) + R_{II}]}.$$

Эквивалентная схема замещения кольцевых элементов ТТ приведена на рис. 3.5.

Согласно этой схеме, находим токи i_1' и i_1'' :

$$i_1' = \frac{\dot{U}_{12}}{2R_1(\alpha) + R_{II}} = \frac{I_1 R_{12}}{2R_1(\alpha) + R_{II}} = \frac{2R_2(\alpha) + R_{II}}{2[R_1(\alpha) + R_2(\alpha) + R_{II}]} i_1, \quad (3.12)$$

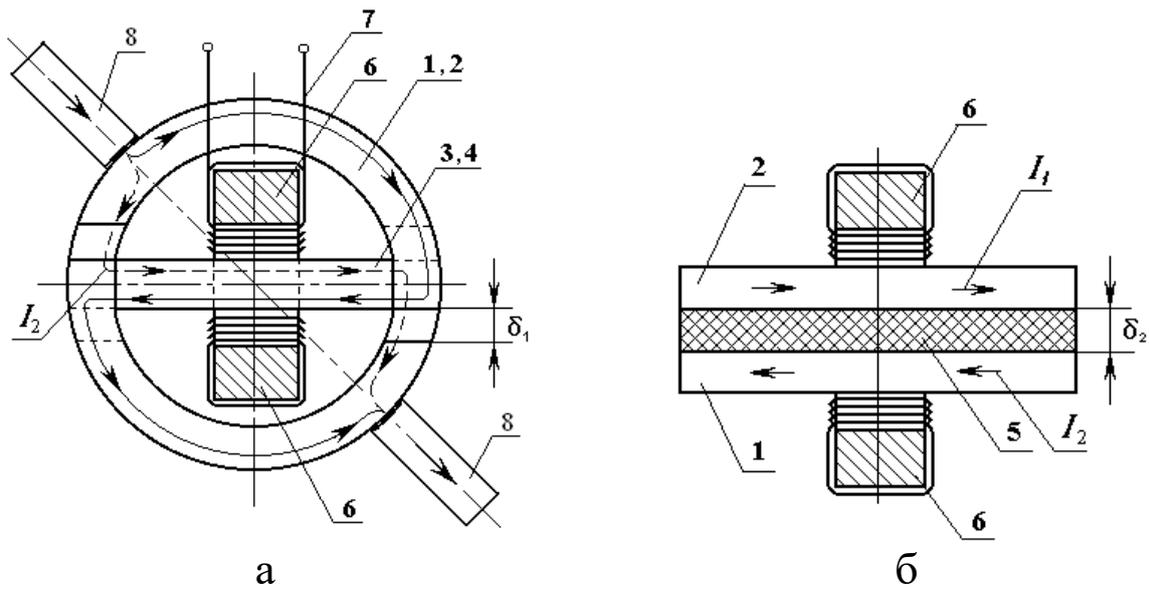


Рис. 3.3. Конструктивная схема широкодиапазонного ТТ с указанием направлений токов в кольцевых элементах: а – вид спереди; б – вид сверху, без токоъемных выводов.

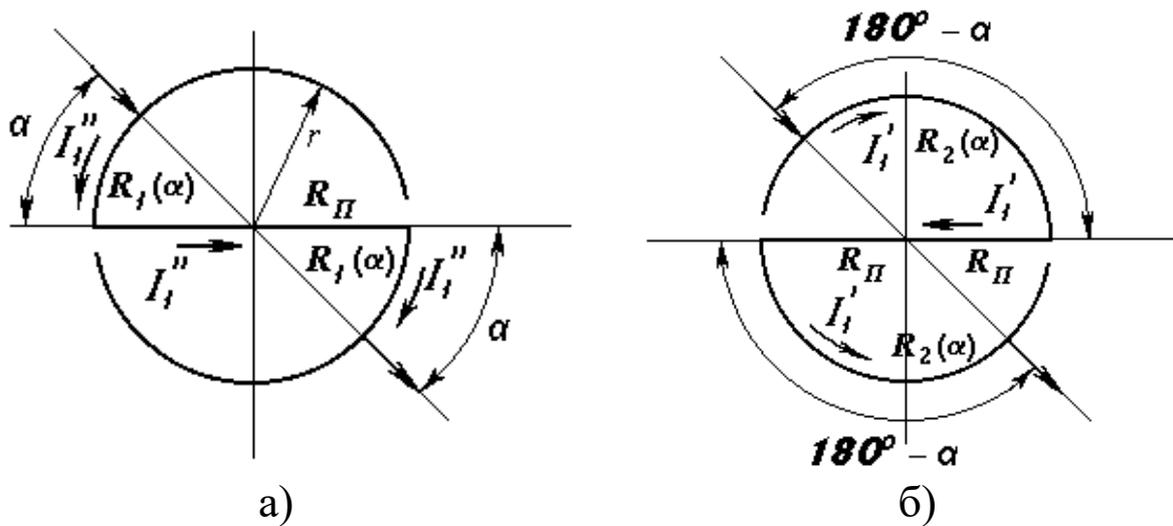


Рис. 3.4. Направление токов в первом (а) и во втором (б) кольцевых элементах ТТ.

$$I_1'' = \frac{\dot{U}_{12}}{2R_2(\alpha) + R_{II}} = \frac{I_1 R_{12}}{2R_2(\alpha) + R_{II}} = \frac{2R_1(\alpha) + R_{II}}{2[R_1(\alpha) + R_2(\alpha) + R_{II}]} \dot{I}_1. \quad (3.13)$$

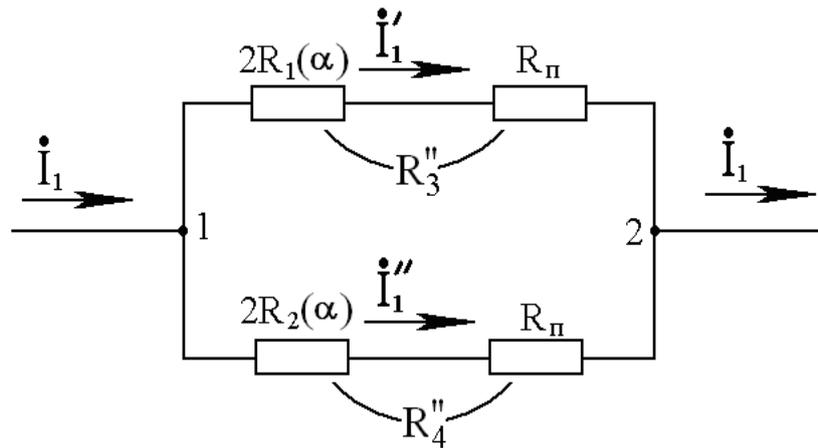


Рис. 3.5. Эквивалентная схема замещения ТТ.

Используя найденные выражения токов i_1' и i_1'' определим выражения для разностного рабочего тока в диаметральных перемычках:

$$I_{II} = i_1' - i_1'' = \frac{R_2(\alpha) - R_1(\alpha)}{R_1(\alpha) + R_2(\alpha) + R_{II}} i_1 = \frac{\pi r}{90^\circ} \frac{\alpha - \pi r}{r(2 + \pi)} i_1 = \frac{\pi}{90^\circ} \frac{\alpha - \pi}{2 + \pi} \cdot i_1 = \Delta i_1, \quad (3.14)$$

где $\Delta = \frac{R_2(\alpha) - R_1(\alpha)}{R_1(\alpha) + R_2(\alpha) + R_{II}}$.

Полученное выражение $i_{II} = f(i_1)$ показывает, что разностный ток зависит от угла поворота кольцевых элементов относительно шины с измеряемым током i_1 . Зависимость $i_{II} = f(i_1)$ при разных значениях α свидетельствует о том, что с приближением угла α к 90° разностный ток i_{II} существенно уменьшается, в результате чего предотвращается насыщение материала тороидального магнитопровода при преобразовании больших токов.

Следует отметить, что разработанный широкодиапазонный ТТ при $\alpha = 0$ Δ будет равен единице. Он работает как обычный шинный ТТ, а у известного ТТ при $\alpha = 0$ тк на диаметральной перемычке будет равен $0,44 i_1$. Это означает, что разработанный широкодиапазонный ТТ имеет расширенные функциональные возможности.

Таким образом, аналитические выражения (3.8) и (3.14) представляют собой математические модели первичной цепи

широкодиапазонных ТТ, которые могут быть использованы при исследовании их основных характеристик.

3.2. Математическая модель широкодиапазонного трансформатора тока с линейной кривой намагничивания

Прежде чем получить аналитические выражения, описывающие электромагнитные процессы в широкодиапазонных ТТ и позволяющие теоретически исследовать их работы в установившихся и переходных режимах, остановимся на аналитических описаниях – математических моделях входного сигнала первичного тока ТТ.

Входными (первичными) сигналами ТТ являются токи в различных местах ЭЭС и ЭТУ [38]. В общем случае они представляют собой функции времени произвольной формы. Для проектирования широкодиапазонных ТТ и исследования их основных технических характеристик необходимо выбрать с учетом конкретных условий работы этих трансформаторов достаточно общие, точные и в то же время простые и удобные математические модели первичного тока.

В качестве математических моделей первичного тока ТТ в нормальных и аварийных установившихся режимах ЭЭС и ЭТУ применяются следующие аналитические зависимости:

1) постоянный ток $i_1 = I_1 = const$; (3.15)

2) экспоненциальные импульсы $i_1 = I_1 e^{-\frac{t}{T_1}}$; (3.16)

3) синусоидальные колебания с незатухающей амплитудой
 $i_1 = I_{m1} \sin(\omega t + \psi_1)$; (3.17)

4) сумма синусоиды и апериодической составляющей
 $i_1 = I_{m1} \sin(\omega t + \psi_1) + I_{a1} e^{-t/T_1}$; (3.18)

5) синусоидальные колебания с затухающей амплитудой
 $i_1 = I_1 e^{-t/T_1} \sin(\omega t + \psi_1)$. (3.19)

где T_1 – постоянная времени первичной цепи ТТ.

Анализ режимов работы ЭЭС и ЭТУ показывает, что самым общим законом изменения первичного тока является (3.19) [38]. Общность заключается в том, что, задавая различные значения параметров этого сигнала, можно получить три осталь-

ных сигнала: при $T \rightarrow \infty$ получаем (3.17), при $\omega = 0$ и $\psi_1 = 0$ - (3.16), а при $\omega = 0$, $\psi_1 = 0$ и $T \rightarrow \infty$ - (3.15).

Однако в большинстве случаев работы ЭЭС и ЭТУ в переходных режимах первичный ток ТТ достаточно точно описывается уравнением (3.18).

В качестве математической модели первичного тока ТТ в объектах управления в установившихся режимах работы достаточно использовать уравнения (3.17). Это объясняется тем, что, во-первых, все источники переменного тока генерируют практически синусоидальные ЭДС, и, во-вторых, преобразовательные, передающие и потребляющие устройства имеют практически линейные характеристики.

В связи с вышеизложенным можно сделать заключение о том, что в качестве математических моделей первичного тока ТТ достаточно использовать аналитические уравнения (3.17) и (3.18).

Приступим к определению аналитического выражения – математической модели широкодиапазонного ТТ. Эту задачу в данной работе решим методом параметрических структурных схем (ПСС) [53]. Составим ПСС широкодиапазонного ТТ с замкнутым сердечником с учетом следующих допущений:

1) первичная обмотка ТТ подключена к идеальному источнику тока с бесконечным внутренним сопротивлением;

2) активное сопротивление и индуктивность рассеяния первичной обмотки равны нулю;

3) активные потери во вторичной обмотке ТТ, нагрузке и соединительных проводах рассеиваются в активных сопротивлениях: $R_{\Sigma 20}$ (сопротивление вторичной обмотке) и R_H (активное сопротивление нагрузки);

4) коэффициент трансформации равен отношению чисел витков первичной (w_1) и вторичной (w_2) обмоток;

5) индуктивности рассеяния вторичной обмотки $L_{\Sigma 2S}$ и нагрузки L_H линейны;

6) цепь намагничивания ТТ в установившемся режиме замещается линейной индуктивностью $L_{\Sigma 0}$. Активные потери в сердечнике равны нулю.

ПСС разработанного широкодиапазонного ТТ для получения математической модели приведена на рис. 3.6.

В ПСС задействованы следующие физико-технические эффекты (ФТЭ) и параметры электрических, магнитных и механических угловых цепей:

$$R_1(\alpha) = K_{Q_{MV}R'_{\mathcal{E}1}} Q_{MV} = \frac{\pi r \alpha}{180^\circ \rho S}, \quad R_2(\alpha) = K_{Q_{MV}R''_{\mathcal{E}1}} (Q_{MV \max} - Q_{MV}) = \frac{\pi r (180^\circ - \alpha)}{180^\circ \rho S}$$

ФТЭ между механическими угловыми перемещениями и электрическими сопротивлениями кольцевых элементов ТТ (см. рис. 3.2, а и б);

$$K_{Q_{MV}R'_{\mathcal{E}1}} = K_{Q_{MV}R''_{\mathcal{E}1}} = \frac{\pi r}{180^\circ \rho S} \text{ — коэффициенты межцепных ФТЭ;}$$

$Q_{MV} = \alpha$, $Q_{MV \max} = 180^\circ$ — механическое угловое перемещение и его максимальное значение:

$U'_{\mu 1} = K_{I'_{\mathcal{E}1}U'_{\mu 1}} I'_{\mathcal{E}1}$; $U''_{\mu 1} = K_{I''_{\mathcal{E}1}U''_{\mu 1}} I''_{\mathcal{E}1}$ — ФТЭ ампервитков первичной цепи ТТ; $K_{I'_{\mathcal{E}1}U'_{\mu 1}} = K_{I''_{\mathcal{E}1}U''_{\mu 1}} = w_1$ — коэффициенты межцепных ФТЭ;

$Q_\mu = C_\mu \Delta U_\mu$ — внутрицепной ФТЭ между магнитным потоком Q_μ намагничивания и магнитным напряжением U_μ намагничивания;

$$C_\mu = \mu \mu_0 \frac{S_\mu}{l_\mu} \text{ — магнитная ёмкость магнитной цепи; } \mu,$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\Gamma H}{M}$ — соответственно относительная магнитная проницаемость материала сердечника и магнитная постоянная; S_μ ,

l_μ — площадь поперечного сечения и средняя длина магнитной цепи (сердечника); $U_{\mu R} = R_\mu I_\mu$ — внутрицепной ФТЭ между магнитным напряжением $U_{\mu R}$ и магнитным током намагничивания I_μ ; $R_\mu = G_\mathcal{E}$ — активное магнитное сопротивление (электрическое сопротивление сердечника на пути вихревых токов) магнитной цепи, которой мы из-за малости пренебрегаем, т.е.

$R_\mu \approx 0$; $U_{\mu L} = \frac{d}{dt} L_\mu I_\mu$ — внутрицепной ФТЭ между $U_{\mu L}$ и магнитным током I'_μ ; $L_\mu = C_\mathcal{E}$ — магнитная индуктивность (электрическая емкость на пути вихревых токов) магнитной цепи, которой из-за малости также пренебрегаем, т.е. $L_\mu \approx 0$;

$U_{\varepsilon 2G} = G_{\varepsilon 2} I_{\varepsilon 2}$ – внутрицепной ФТЭ между электрическим напряжением и током вторичной цепи ТТ; $G_{\varepsilon 2} = \frac{1}{R_{\varepsilon 2O} + R_H}$ – общая активная электрическая проводимость вторичной цепи; $U_{\varepsilon 2L} = \frac{d}{dt} L_{\varepsilon 2S} I_{\varepsilon 2}$ – внутрицепной ФТЭ между падением электрического напряжения на индуктивности рассеяния вторичной обмотки и вторичным током $I_{\varepsilon 2}$;

$U_{\varepsilon 2H} = \frac{d}{dt} L_H I_{\varepsilon 2}$ – внутрицепной ФТЭ между падением электрического напряжения на индуктивности L_H нагрузки и током $I_{\varepsilon 2}$; $U_{\varepsilon 2C} = W_{\varepsilon 2} Q_{\varepsilon 2}$ – внутрицепной ФТЭ между электрическим напряжением и электрическим зарядом $Q_{\varepsilon 2}$; $W_{\varepsilon 2}$ – электрическая жесткость (обратная величина емкости) вторичной цепи, которой ввиду малости значения пренебрегаем, т.е. $W_{\varepsilon 2} \approx 0$;

$U_{\mu 2} = K_{I_{\varepsilon 2} U_{\mu 2}} I_{\varepsilon 2}$ – межцепной ФТЭ между магнитным напряжением и электрическим током вторичной цепи ТТ; $K_{I_{\varepsilon 2} U_{\mu 2}} = w_2$ – коэффициент межцепного ФТЭ.

Более подробные сведения об этих ФТЭ приведены в приложении 1.

Получим по ПСС выражения зависимости вторичного тока $I_{\varepsilon 2}$ рассматриваемого широкодиапазонного ТТ от первичного тока $I_{\varepsilon 1}$. Согласно методике составления ПСС и получения аналитического уравнения, составление уравнения начнем с конца ПСС [55]. Ток вторичной цепи равен

$$\begin{aligned} I_{\varepsilon 2} &= U_{\varepsilon 2G} G_{\varepsilon 2} = G_{\varepsilon 2} (U_{\varepsilon 2} - U_{\varepsilon 2L}) = \\ &= G_{\varepsilon 2} U_{\varepsilon 2} - \frac{d}{dt} L_{\varepsilon 2S} G_{\varepsilon 2} I_{\varepsilon 2} - \frac{d}{dt} L_H G_{\varepsilon 2} I_{\varepsilon 2}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Электрическое напряжение индукционное во вторичной обмотки определяется как

$$\begin{aligned} U_{\varepsilon 2} &= K_{I_{\mu} U_{\varepsilon 2}} I_{\mu} = K_{I_{\mu} U_{\varepsilon 2}} \frac{d}{dt} Q_{\mu} = K_{I_{\mu} U_{\varepsilon 2}} \frac{d}{dt} U_{\mu C} C_{\mu} = \\ &= K_{I_{\mu} U_{\varepsilon 2}} \frac{d}{dt} C_{\mu} (\Delta U_{\mu 1} - U_{\mu 2}). \end{aligned} \quad (3.21)$$

Намагничивающая сила вторичной обмотки равна

$$U_{\mu 2} = K_{I_{\varepsilon 2} U_{\mu 2}} I_{\varepsilon 2}. \quad (3.22)$$

Подставляя (3.22) в (3.21), имеем:

$$U_{\varepsilon 2} = K_{I_{\mu} U_{\varepsilon 2}} \frac{d}{dt} C_{\mu} \Delta U_{\mu 1} - K_{I_{\mu} U_{\varepsilon 2}} \frac{d}{dt} C_{\mu} K_{I_{\varepsilon 2} U_{\mu 2}} I_{\varepsilon 2}. \quad (3.23)$$

Выражение (3.23) подставим в уравнение (3.20) и после некоторых преобразований находим вторичный ток $I_{\varepsilon 2}$:

$$\begin{aligned} I_{\varepsilon 2} &= \frac{\frac{d}{dt} K_{I_{\mu} U_{\varepsilon 2}} C_{\mu} \Delta U_{\mu 1}}{(R_{\varepsilon 20} + R_H) + \frac{d}{dt} K_{I_{\mu} U_{\varepsilon 2}} K_{I_{\varepsilon 2} U_{\mu 2}} C_{\mu} + \frac{d}{dt} (L_{\varepsilon 2S} + L_H)} = \\ &= \frac{\frac{d}{dt} W_2 C_{\mu} \Delta U_{\mu 1}}{(R_{\varepsilon 20} + R_H) + \frac{d}{dt} W_2^2 C_{\mu} + \frac{d}{dt} (L_{\varepsilon 2S} + L_H)}. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Теперь определим зависимости $\Delta U_{\mu} = f(I_{\varepsilon 1})$. По ПСС имеем:

$$\Delta U_{\mu 1} = U'_{\mu 1} - U''_{\mu 1} = K_{I'_{\varepsilon 1} U'_{\mu 1}} I'_{\varepsilon 1} - K_{I''_{\varepsilon 1} U''_{\mu 1}} I''_{\varepsilon 1}. \quad (3.25)$$

Подставляя в уравнение (3.25) вместо $I'_{\varepsilon 1}$ и $I''_{\varepsilon 1}$ их выражения по (3.12) и (3.13), полученные в параграфе 3.1, имеем следующее:

$$\Delta U_{\mu 1} = K_{I_{\varepsilon 1} U_{\mu 1}} \frac{R_2(\alpha) - R_1(\alpha)}{2(R_1(\alpha) + R_2(\alpha) + R_H)} I_{\varepsilon 1}. \quad (3.26)$$

Последнее выражение подставим в (3.24) и для вторичного тока окончательно получим [17]:

$$I_{\varepsilon 2} = \frac{\frac{d}{dt} C_{\mu} K_{I_{\varepsilon 2} U_{\mu 1}} K_{I_{\mu} U_{\varepsilon 2}} [R_2(\alpha) - R_1(\alpha)] I_{\varepsilon 1}}{2[(R_{\varepsilon 20} + R_H) + \frac{d}{dt} W_2^2 C_{\mu} + \frac{d}{dt} (L_{\varepsilon 2S} + L_H)] [R_1(\alpha) + R_2(\alpha) + R_H]} \quad (3.27)$$

Уравнение (3.27) представляет собой математическую модель разработанного широкодиапазонного линейного ТТ при вышеперечисленных допущениях.

В уравнении (3.27) $w_2^2 C_{\mu} = L_{\varepsilon 20}$ представляет собой индуктивность намагничивания. Определение её значения при расчете ТТ имеет важное значение.

Методика определения индуктивности намагничивания для широкодиапазонного ТТ с линейной кривой намагничивания сводится к следующему [82, 83]:

1. При известных параметрах $R_{\Sigma 20}$, S_{μ} , w_2 , принимая преобразование «идеальным» определяют рабочий диапазон магнитной индукции в сердечнике по следующей формуле:

$$\Delta B = \frac{R_{\Sigma 20}}{\omega S_{\mu} w_2} \int_0^{\pi} i_{\Sigma 1np} d\omega t, \quad (3.28)$$

где $i_{\Sigma 1np} = i_{\Sigma 1} \frac{w_1}{w_2}$ - приведенный к вторичной цепи первичный ток.

2. Из семейства кривых $\mu = f(\Delta B, B_{ocm})$ (рис.П.2.4) определяют магнитную проницаемость, соответствующую полученному по (3.28) значению ΔB при расчетных значениях B_{ocm} [82, 126].

3. Вычисляют индуктивность цепи намагничивания широкодиапазонного ТТ с линейной кривой намагничивания по формуле

$$L_{\Sigma 0} = w_2 \mu \mu_0 \frac{S_{\mu}}{l_{\mu}}. \quad (3.29)$$

3.3. Математическая модель широкодиапазонного трансформатора тока с нелинейной кривой намагничивания

Анализ работы широкодиапазонных ТТ в переходных режимах показывает [29], что апериодическая составляющая первичного тока $I_{1ao} e^{-\frac{t}{T_1}}$ что при заданной точности расчетов нельзя не учитывать насыщение сердечника ТТ. Для анализа режимов работы ТТ с учетом насыщения чаще всего применяются простейшие виды кусочно-линейной аппроксимации кривой намагничивания: 1) прямоугольная характеристика намагничивания (ПХН); 2) спрямленная характеристика намагничивания (СХН) [38, 79, 82].

В соответствии с методом ПХН в нелинейной схеме замещения ТТ вместо индуктивности $L_{\Sigma 0}$ включается нелинейная индуктивность (рис. 3.7, а). Характеристика намагничивания нелинейной индуктивности представлена на рис. 3.7, б. При этом полагаем, что во время работы ТТ вне зоны насыщения нелинейной индуктивности преобразование первичного

тока происходит «идеально», т.е. $i_{\varepsilon 2} = i_{\varepsilon 1np}$, $i_{\varepsilon 0} = 0$, а в области насыщения преобразование отсутствует, т.е. $i_{\varepsilon 2} = 0$, $i_{\varepsilon 0} = i_{\varepsilon 1np}$, где $i_{\varepsilon 1np}$ – приведенный первичный ток. Такая характеристика намагничивания соответствует включению в ветвь намагничивания схемы замещения ТТ, шунтирующего ключа (рис. 3.7, а). При работе ТТ вне зоны насыщения этот ключ разомкнут и первичный ток преобразуется «идеально». Переход в зону насыщения соответствует включению шунтирующего ключа.

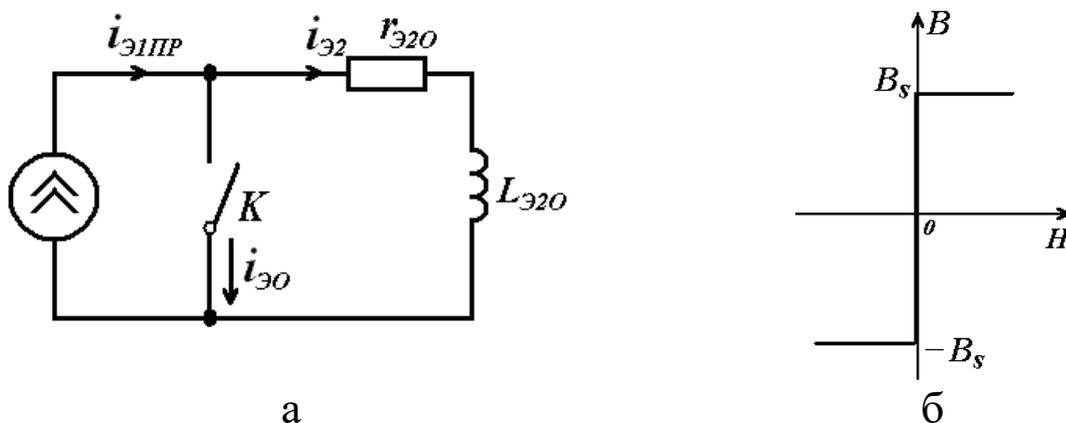


Рис.3.7. Схема замещения (а) и прямоугольная характеристика намагничивания (б) ТТ .

Метод ПХН применим, когда анализ поведения ТТ в области насыщения в задачи не входит или когда преобразованием в этой области допустимо пренебречь. Из-за неучета изменения вторичного тока после насыщения метод ПХН дает большую погрешность при расчете мгновенных значений вторичного тока, моментов перехода вторичного тока через нуль [81].

С целью учета преобразования в насыщенной части характеристики намагничивания следует применять аппроксимацию СХН (рис.3.8). Как и ПХН, вне зоны насыщения сердечника СХН описывает магнитную систему ТТ как идеальную конструкцию, в которой магнитный поток возбуждается током $i_{\varepsilon 0} = 0$. В пренебрежении током намагничивания вне зоны насыщения заключается формализм аппроксимации, который

нарушает физические представления, но приводит к результатам, точность которых приемлема для практики [124]. Изменение по потокоцепление в насыщенной части характеристики намагничивания в СХН учитывается линейной зависимостью.

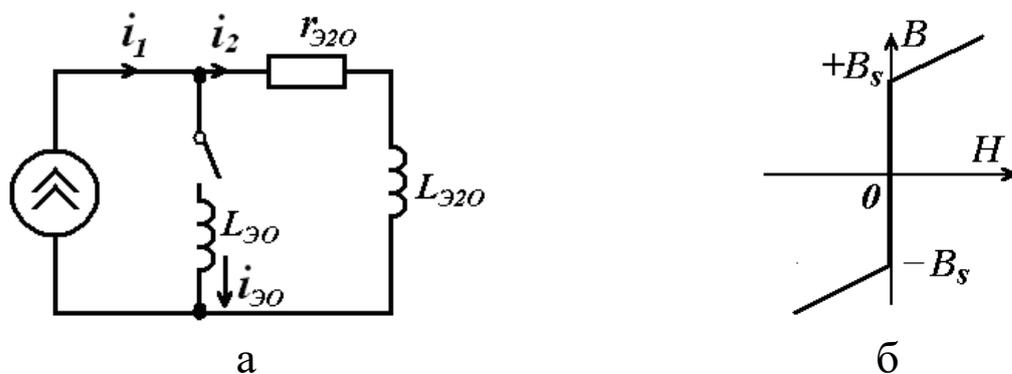


Рис. 3.8. Схема замещения (а) и спрямленная характеристика намагничивания (б) ТТ.

На основе принятых допущений составляется схема замещения ТТ (рис.3.8,а). При работе ТТ вне зоны насыщения («идеальное» преобразование) ключ «К» отключен и цепь намагничивания разорвана. В зоне насыщения ключ «К» включается. Тангенс угла наклона СХН в зоне насыщения прямо пропорционален подключаемой ключом индуктивности намагничивания $L_{\Sigma 0}$.

Индукции насыщения рекомендуется принимать для холоднокатаных сталей $B_s = 1,7$ Тл, для горячекатаных $B_s = 1,5$ Тл [38]. На характеристике намагничивания точка с координатами $(0, B_s)$ ограничивает вертикальный участок СХН и является первой опорной точкой аппроксимирующего наклонного участка (рис.3.9). Вторую опорную точку наклонного участка выбирают на однозначной характеристике намагничивания при напряженности поля, соответствующей максимальному значению первичного тока $H_{1, макс} = I_{1, макс} w_1 / l_{cp}$.

Такой порядок выбора расчетных параметров СХН обеспечивает необходимую точность лишь для расчета ТТ, работающих с большими напряженностями магнитного поля. Особенностью работы ТТ в аварийных режимах объектов

управления являются относительно небольшие напряженности поля при насыщении магнитопровода. Применение известной методики для выбора расчетных параметров СХН для таких режимов работы ТТ приводит к большим погрешностям. Это объясняется тем, что в процессе расчета расхождение действительной и аппроксимированной характеристик намагничивания не ограничивается. В результате этого расчетные мгновенные значения тока намагничивания, а следовательно, и вторичного тока, могут отличаться от действительных на значение, превосходящее допустимое.

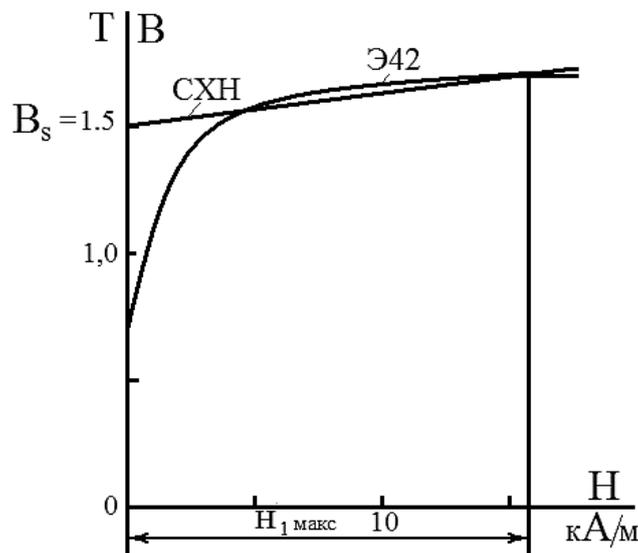


Рис. 3.9. Построение СХН по опорным точкам.

В целях устранения вышеуказанных недостатков метода СХН, расширения области его применения и широкого практического использования в данной работе предлагается усовершенствовать метод СХН по части выбора второй опорной точки наклонного луча СХН. Для этого использован принцип выбора характерных точек кусочно-линейной аппроксимации характеристик нелинейных элементов [51], т.е. известный принцип нами реализован для определения характерных точек СХН применительно к ТТ.

Погрешность аппроксимации указывает на расхождение между действительной и аппроксимированной характеристиками намагничивания по оси напряженности. Этому расхож-

дению соответствует определенное расхождение между действительным и расчетным токами намагничивания, а следовательно, и вторичными токами, которое, определяет погрешность расчета.

Задавшись допустимой погрешностью расчета, параметры СХН необходимо выбрать так, чтобы в пределах рабочего диапазона расхождение между аппроксимирующей и действительной характеристиками по оси напряженности не давало погрешности по току, превышающей заданную. Исходными данными при выборе параметров СХН должны быть допускаемая погрешность расчета по току и однозначная характеристика намагничивания. В качестве последнего обычно используется средняя кривая намагничивания или амплитудная динамическая характеристика $B_{\max} = f(H_{\max})$, снятая при синусоидальном напряжении (рис. 3.10) [38]. В соответствии с указанным сущность методики выбора параметров СХН заключается в следующем:

1) задается допустимая абсолютная погрешность расчета по току $\Delta I_{\text{зод}}$;

2) по $\Delta I_{\text{зод}}$ определяется $\Delta H_{\delta} = \Delta I_{\text{зод}} \frac{w_2}{l_{\text{ср}}}$, где ΔH_{δ} – допустимая погрешность аппроксимации характеристики намагничивания по напряженности магнитного поля; $l_{\text{ср}}$ – средняя длина силовых линий магнитного поля; w_2 – число витков вторичной обмотки;

3) по характеристике намагничивания (рис.3.12) находится индукция насыщения B_s , соответствующая ΔH_{δ} . Значением B_s ограничивается вертикальный участок СХН;

4) начиная от точек характеристики намагничивания с коэффициентами $(\pm \Delta H_{\delta}, \pm B_s)$, строится поле допуска. Для этого влево и вправо от характеристики намагничивания выше точек $\pm B_s$ откладываются параллельно оси напряженности несколько отрезков ΔH_{δ} . Полученные точки соединяются верхней и нижней ограничивающими поле допуска кривыми (см. рис. 3.10);

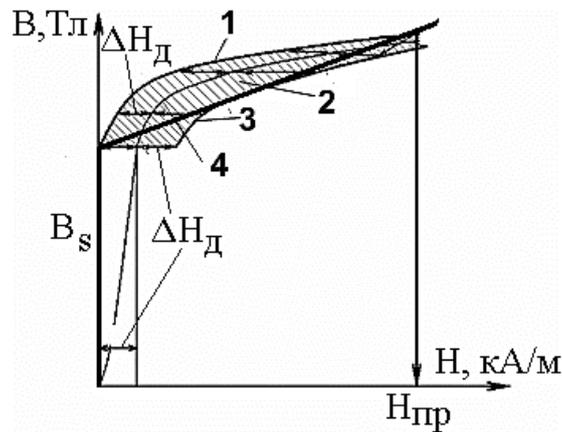


Рис.3.10. Построение СХН по заданному значению погрешности расчета: 1–верхняя граница поля; 2–поле допуска; 3–нижняя граница поля; 4–аппроксимирующий луч

5) из точек с координатами $(\pm B_s; 0)$ строятся лучи. Последние проводятся так, чтобы были касательными к нижним ограничивающим поле допуска кривым. Эти лучи и являются аппроксимациями кривой намагничивания в её насыщенной части;

б) предельная напряженность магнитного поля, ограничивающая расчетный диапазон аппроксимации $H_{пр}$, определяется точкой пересечения аппроксимирующего луча с верхней ограничивающей поле допуска кривой.

В зависимости от заданной допустимой погрешности расчета по току и расположения на оси ординат точек $\pm B_s$ ширина поля допуска может быть различной. В соответствии с этим изменяются расчетный диапазон аппроксимации и наклон насыщенного участка СХН.

Напряженность магнитного поля не может превысить значения, соответствующего максимальному значению первичного тока ($H_{пр} = I_{1\max} w_1 / l_{cp}$). Поэтому, если при определении параметров СХН оказалось, что $H_{1\max} < H_{пр}$, то, не производя расчетов, можно их определить с точностью большей, чем задана. В этом случае можно ограничиться заданной погрешностью либо, если в этом есть необходимость, выбрать параметры СХН для решения задачи с более высокой точностью.

При повышении кратности первичного тока и неизменной относительной погрешности расчета увеличивается ΔH_δ . Соответственно растут значения B_s , ширины поля допуска и расчетного диапазона аппроксимации. При увеличении ΔH_δ аппроксимирующий луч, начиная с некоторого значения напряженности поля, практически сходится с наклонным участком характеристики намагничивания.

Строить СХН в каждом случае нет необходимости, так как для расчетов достаточно знать следующие параметры:

- 1) индукцию насыщения B_s , которой ограничивается вертикальный участок характеристики;
- 2) магнитную проницаемость μ_s , определяющую наклон насыщенной части характеристики;
- 3) расчетный диапазон аппроксимации, характеризуемый H_{np} .

Для определения B_s , μ_s и H_{np} удобно пользоваться номограммами [38], приведенными в приложении работы (рис. П.2.1., рис. П.2.2.). Порядок пользования номограммами состоит в следующем: по заданной погрешности расчета по току $\Delta I_{\text{сод}}$ и известным конструктивным данным ТТ вычисляется допустимая погрешность аппроксимации ΔH_δ . Затем из номограммы для соответствующей марки стали определяются B_s , μ_s и H_{np} .

Таким образом, расчет нелинейных процессов в разработанном широкодиапазонном ТТ при аппроксимации цепи намагничивания СХН сводится к решению нескольких линейных магнитных уравнений, магнитных цепей ТТ.

3.4. Математическая модель электрического поля широкодиапазонного трансформатора тока

Как известно [39], электрическая прочность ТТ определяется качеством изоляции между низковольтной обмоткой, сигнал от которой поступает в систему управления, и высоковольтной шиной, на которую подается высокое напряжение,

в частности, напряжение контактной сети 27,5 кВ электрической железной дороги.

Электрическое поле между сердечником и обмоткой ТТ может резко искажаться полем поверхностного заряда, появляющегося при подключении его в высоковольтную сеть. На рис.3.11 приводится расчетная схема электрического поля широкодиапазонного ТТ.

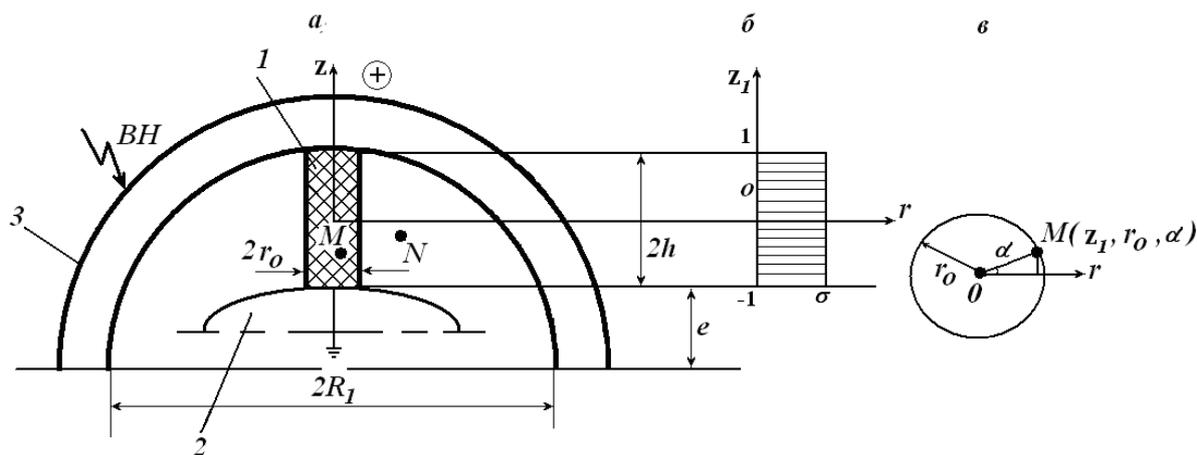


Рис.3.11. Расчетная схема электрического поля широкодиапазонного ТТ.

Имеется цилиндрический изолятор 1 с радиусом r_0 и высотой $2h$, расположенный между электродом 2 с низковольтной обмоткой и высоковольтным электродом 3, являющим высоковольтной шиной (кольцевые элементы 1 и 2 на рис. 2.9) (см. рис. 3.11,а). Низковольтный электрод 2 выполнен из электропроводящего материала. Его форма выбрана в виде сплюсненного эллипса с выпуклой стороной, сопряженной изолятором 1. Высоковольтный электрод 3 выполнен в форме цилиндра с радиусом R_1 . Его ось расположена перпендикулярно к оси изолятора 1. Ось электрода 3 расположена на удалении « $e+h$ » от оси Oz изолятора 1.

Допустим, что на электрод 3 подается высокое напряжение U_0 . При определенной величине высокого напряжения на поверхности изолятора 1 может появляться поверхностный заряд положительной полярности с плотностью σ , постоянной вдоль оси Oz (см. рис.3.11,б). Распределение заряда на цилинд-

рической поверхности изолятора является осесимметричным. Поэтому задачу удобно решать в цилиндрических координатах.

Потенциал электрического поля такого заряда на поверхности изолятора 1 описывается уравнением Пуассона [42, 43]. Выбираем цилиндрическую систему координат с параметрами (z, r, α) . При этом общее решение уравнения Пуассона имеет следующий вид:

$$\tilde{\varphi} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon} \int \frac{\sigma d\tilde{s}}{\tilde{L}}, \quad (3.30)$$

где \tilde{s} – размерная длина дуга окружности; \tilde{L} – размерное расстояние между точками $M(z_1, r_0, \alpha)$ на цилиндрической поверхности изолятора и произвольной точкой $N(z, r, \beta)$ в пространстве между изолятором 1 и высоковольтным электродом 3. Длина элемента дуги на поверхности изолятора 1 равна $d\tilde{s} = dz_1 r_0 d\alpha$. Расстояние \tilde{L} определяется как [42]

$$\tilde{L} = \sqrt{\tilde{r}^2 + r_0^2 - 2\tilde{r} \cos(\alpha - \beta) + A^2(\tilde{z} - \tilde{z}_1)^2}. \quad (3.31)$$

Задачу удобнее решать в безразмерных величинах. Поэтому вводим следующие обозначения:

$$\begin{aligned} \tilde{r} &= rr_0; \quad \tilde{z} = Ar_0 z; \quad \tilde{z}_1 = Ar_0 z_1; \\ A &= \frac{h}{r_0}, \quad \varphi = U_0 \varphi; \quad P = 1 + r^2 - 2r \cos(\alpha). \end{aligned} \quad (3.32)$$

С учетом перевода в безразмерные величины общее решение (3.30) уравнения Пуассона имеет следующий вид [42]:

$$\varphi = C \int_0^{2\pi} \int_{-1}^1 \frac{dz_1 d\alpha}{\sqrt{1 + r^2 - 2r \cos(\alpha - \beta) + A^2(z - z_1)^2}}, \quad (3.33)$$

где

$$C = \frac{A^2 r_0 \sigma}{2\pi\epsilon_0\epsilon U_0}. \quad (3.34)$$

Интегрирование будем вести на плоскости рисунка, где $\beta = 0$. Тогда получим

$$\varphi = C \int_0^{2\pi} \left[\int_{-1}^1 \frac{dz_1}{\sqrt{a + A^2(z - z_1)^2}} \right] d\alpha = C \int_0^{2\pi} I_0 d\alpha, \quad (3.35)$$

$$I_0 = \int_{-1}^1 \frac{dz_1}{\sqrt{a + A^2(z - z_1)^2}}. \quad (3.36)$$

Из таблицы интегралов определим

$$I_0 = \int_{-1}^1 \frac{-dy}{\sqrt{a + A^2 y^2}} = \frac{1}{A} \operatorname{lg} \left| \frac{A(z+1) + \sqrt{a + A^2(z+1)^2}}{A(z-1) + \sqrt{a + A^2(z-1)^2}} \right| \quad (3.37)$$

Общее решение уравнения Пуассона для потенциала φ поля заряда изоляции можно представить в следующем виде [42]:

$$\varphi = C \int_0^{2\pi} \left(\frac{1}{A} \operatorname{lg} \left| \frac{A(z+1) + \sqrt{1+r^2 - 2r \cos(\alpha) + A^2(z+1)^2}}{A(z-1) + \sqrt{1+r^2 - 2r \cos(\alpha) + A^2(z-1)^2}} \right| \right) d\alpha. \quad (3.38)$$

Величину потенциала φ поля заряда на поверхности изоляции широкодиапазонного ТТ необходимо считать в пространстве между низковольтным электродом 2 в форме эллипса и высоковольтным электродом 3 в форме окружности с радиусом R_1 (см. рис.3.11,а).

Граничные координаты низковольтного электрода 3 определим из следующих уравнений эллипса с полу осями a и b :

$$\frac{z_1^2}{b^2} + \frac{r^2}{a^2} = 1, \quad (3.39)$$

$$B = z = 1 + b + h - b \sqrt{1 - \frac{r^2}{a^2}}. \quad (3.40)$$

Граничные координаты высоковольтного электрода 3 в форме окружности с радиусом R_1 определим из уравнения окружности

$$R^2 = r^2 + (z + e - h)^2, \quad (3.41)$$

$$D = z = \sqrt{R^2 - r^2} - (e - h). \quad (3.42)$$

Частное решение уравнения Пуассона можно получить с учетом следующих граничных условий задачи:

$$\text{при } z = D \quad \varphi = 0, \quad (3.43)$$

$$\text{при } z = -B \quad \varphi = U_0. \quad (3.44)$$

Частное решение уравнения Пуассона с учетом граничных условий можно представить в следующем виде:

$$\varphi = C \int_0^{2\pi} \frac{1}{A} \lg \left(\frac{A(z+1) + \sqrt{1+r^2 - 2r \cos(\alpha) + A^2(z+1)^2}}{A(z-1) + \sqrt{1+r^2 - 2r \cos(\alpha) + A^2(z-1)^2}} + \frac{z+D}{2D} \left(\frac{A(D+1) + \sqrt{1+r^2 - 2r \cos(\alpha) + A^2(D+1)^2}}{A(D-1) + \sqrt{1+r^2 - 2r \cos(\alpha) + A^2(D-1)^2}} \right) - \frac{z-B}{2B} \left(\frac{A(B+1) + \sqrt{1+r^2 - 2r \cos(\alpha) + A^2(B+1)^2}}{A(B-1) + \sqrt{1+r^2 - 2r \cos(\alpha) + A^2(B-1)^2}} \right) \right) d\alpha. \quad (3.45)$$

Полученное аналитическое решение уравнения Пуассона в виде (3.45) имеет громоздкий вид, но удобно для расчета на ЭВМ с применением стандартных программ типа Mathcad [52].

Расчет распределения напряжения и потенциала электрического поля заряда вдоль поверхности изолятора высоковольтного измерительного ТТ выполнен по программе Mathcad–13 [52].

На рис.3.12 приведена зависимость распределения потенциала $\varphi=C*f(z)$ поля заряда на поверхности изолятора высоковольтного ТТ при различных величинах коэффициента C .

Кривая $\varphi(z)$ соответствует величине $C=1$, $\varphi_1(z) - C=0.75$, $\varphi_2(z) - C=0.5$, $\varphi_3(z) - C=0.25$.

На рис.3.13 приведена зависимость распределения напряжения $U= (1+z)/2$ вдоль поверхности этого изолятора, а на рис.3.14 – зависимости $\varphi(z)$, $U(z)$ и $\varphi(z)+U(z)$.

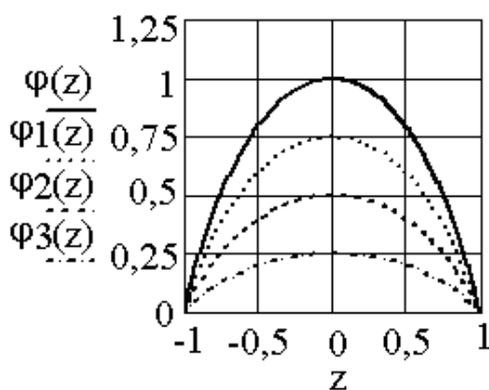


Рис. 3.12. Кривая распределения потенциала электрического поля широкодиапазонного ТТ по координате z при разных значениях C .

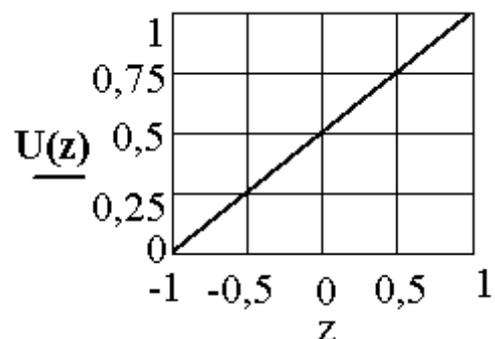


Рис.3.13. Кривая изменения напряжения вдоль поверхности изолятора широкодиапазонного ТТ.

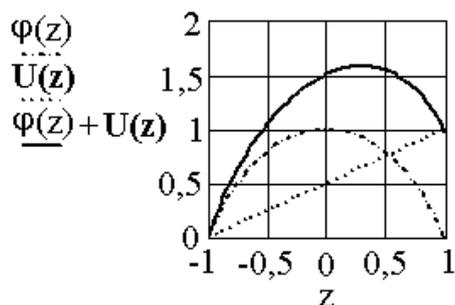


Рис.3.14. Кривая изменения потенциала напряжения вдоль поверхности изолятора и их сумма зависимости от z

Нормировка коэффициента C выполнена из условия, что суммарное напряжение $V=U+\varphi$ вдоль изолятора высоковольтного ТТ не может быть никогда больше величины приложенного высокого напряжения U_0 , что соответствует условию $V(z)=[U(z)+\varphi(z)]\leq U_0$ в интервале $-B\leq z\leq D$. При безразмерном представлении это соответствует условию $V(z)\leq 1$. В табл. 3.1 приводится зависимость $V(z)$ от коэффициента C и поверхностной плотности σ заряда изолятора, рассчитанной по формуле (3.30).

Таблица 3.1

C	0.25	0.24	0.23	0.22	0.21
$V(z)$	1.009	1.007	1.0040	1.002	1.000

На рис.3.15 приведена зависимость распределения напряжения вдоль оси Oz на поверхности изолятора широкодиапазонного ТТ с учетом наличия различной плотности σ заряда.

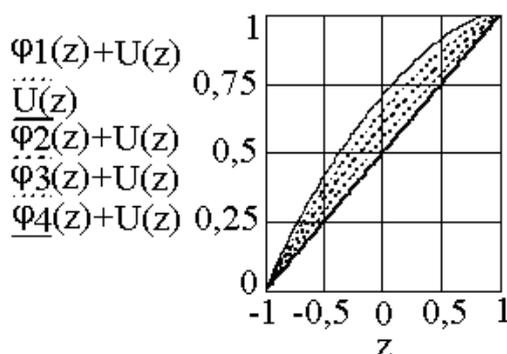


Рис.3.15. Кривая изменения напряжения вдоль поверхности изолятора при различных значениях σ

Длину изоляции широкодиапазонного трансформатора тока можно определить с учетом электрической прочности E_s вдоль поверхности изолятора в заданной среде. Тогда длину $H = 2h$ изоляции широкодиапазонного ТТ можно определить с учетом запаса электрической прочности k из формулы

$$H = kU_0 / E_s \quad (3.43)$$

В табл. П.3.6 приводится величина длины H изоляции широкодиапазонного ТТ для напряжения $U_0 = 27,5$ кВ при различной величине запаса электрической прочности k и электрической прочности E_s диэлектрического материала в заданной среде. Зная электрическую прочность E_s диэлектрического материала в заданной среде и задаваясь величиной запаса электрической прочности k можно определить длину H изоляции широкодиапазонного ТТ для напряжения $U_0 = 27,5$ кВ.

Таким образом, получено общее и частное аналитическое решение уравнения Пуассона для пространственного распределения потенциала $\varphi(z, r, \beta)$ электрического поля равномерного осесимметричного заряда на поверхности высоковольтного изолятора разработанного широкодиапазонного ТТ в цилиндрических координатах.

Выполнен расчет распределения приложенного напряжения и потенциала электрического поля вдоль поверхности изолятора разработанного широкодиапазонного ТТ.

Получено выражение и составлена таблица для расчета длины высоковольтного изолятора широкодиапазонного ТТ с учетом электрической прочности электротехнического материала изолятора и коэффициента запаса прочности.

Полученные математические модели в виде (3.38) и (3.45) и кривые на их основе могут быть использованы при исследовании электрического поля разработанного широкодиапазонного ТТ и определении электрических и геометрических параметров и изоляции.

ГЛАВА IV.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОДИАПАЗОННЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

4.1. Исследование статических характеристик широкодиапазонных трансформаторов тока

Статическая характеристика является одним из основных технических характеристик измерительных преобразователей, в том числе и ТТ [38]. Она представляет собой функциональную зависимость выходной величины измерительных преобразователей от входной. Функция преобразования, которую должен иметь измерительный преобразователь, при определенных (нормальных) условиях внешней среды и неизменных или медленно меняющихся значениях входного сигнала называется номинальной статической характеристикой преобразования.

Полученное на основе математической модели (3.27) аналитическое выражение статической характеристики разработанного широкодиапазонного ТТ в комплексной форме имеет вид

$$\dot{I}_2 = \frac{\omega w_1 w_2 \Delta \cdot I_1 e^{j\varphi}}{\sqrt{(R_{20} + R_H)^2 + \omega^2 (w_2^2 C_\mu + L_{2S} + L_H)^2}}, \quad (4.1)$$

где $\varphi = \frac{\omega(w_2^2 C_\mu + L_{2S} + L_H)}{R_{20} + R_H} + \psi_i$ – угол сдвига фаз между векторами токов \dot{I}_2 и \dot{I}_1 ; ψ_i – начальная фаза первичного тока.

Кривые статических характеристик разработанного широкодиапазонного ТТ при разных значениях α приведены на рис.4.1. Графики построены при допущениях, изложенных в параграфе 3.2, при этом статические характеристики практически линейны. С увеличением угла α верхний предел преобразования разработанного широкодиапазонного ТТ расширяется. Расхождение между теоретическими и экспериментальными результатами составляет (3÷5)%.

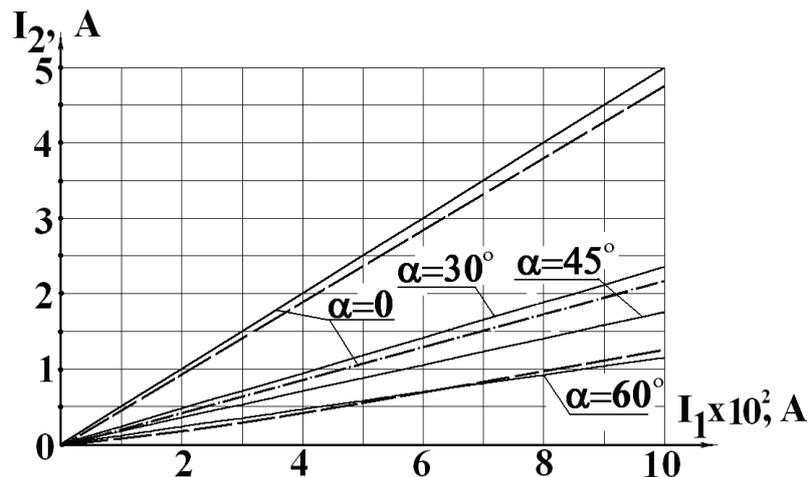


Рис. 4.1. Зависимость I_{II} от измеряемого тока I_1 при разных значениях α : сплошные линии – для разработанного ТТ по [63]; пунктирная – для известного прототипа.

Коэффициент преобразования широкодиапазонного ТТ. Коэффициент преобразования ТТ подобно чувствительности измерительных преобразователей определяется как производная выходной величины по входной, т.е.

$$K_{II} = \frac{dI_2}{dI_1} = \frac{\omega w_1 w_2 \Delta \cdot e^{j\varphi}}{\sqrt{(R_{20} + R_H)^2 + \omega^2 (w_2^2 C_\mu + L_{2S} + L_H)^2}} \quad (4.2)$$

На рис. 4.2. приведены кривые изменения коэффициента преобразования от параметров нагрузки широкодиапазонных ТТ при разных значениях α . Они свидетельствуют о том, что с увеличением нагрузки коэффициент преобразования снижается.

4.2. Исследование динамических характеристик широкодиапазонного трансформатора тока

Как отмечалось в параграфе 1.1, динамический режим работы исследуемых ТТ возникает при резких изменениях режимов работы объектов управления – ЭЭС и ЭТУ [38, 81]. При этом первичный ток может меняться по одной из закономерностей (3.15) – (3.19). Наиболее часто встречающийся вид первичного тока, указывалось в параграфе 3.2, – вид, описываемый уравнением (3.18). В связи с этим исследуем динамические характеристики разработанного широкодиапа-

зонного ТТ- элемента системы управления при подключение его к источнику тока, представляющего сумму синусоидальной и апериодической составляющих по (3.18).

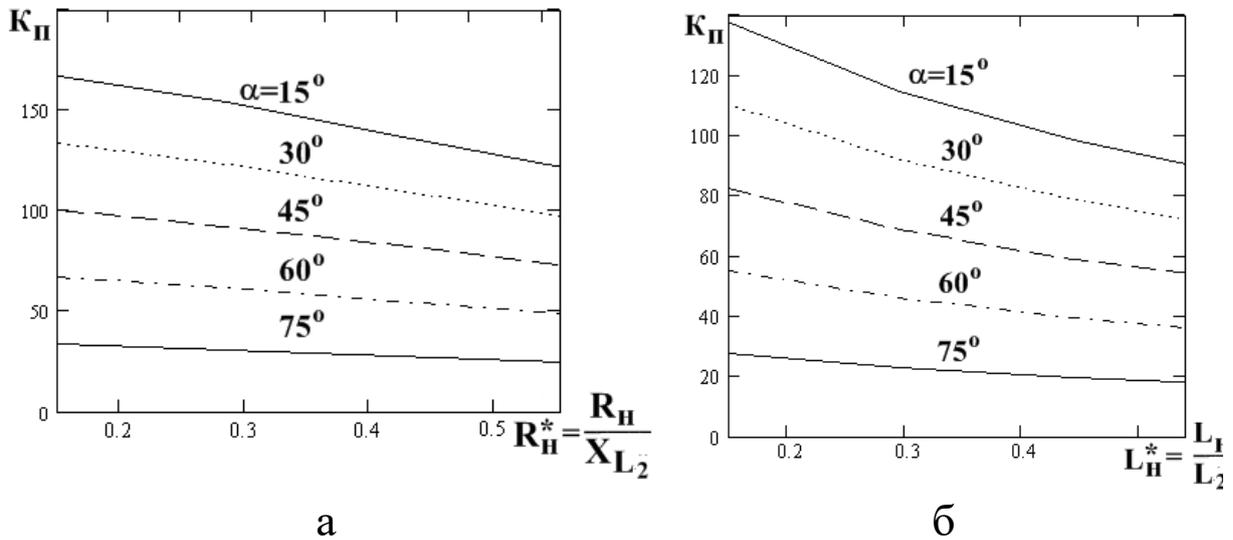


Рис.4.2. Кривые изменения коэффициента преобразования широкодиапазонного ТТ от параметров нагрузки при разных значениях α при активной (а) и индуктивной (а) нагрузках.

Для исследования работы разработанного ТТ в динамическом режиме воспользуемся математической моделью (3.27). После несложных преобразований она примет следующий вид:

$$T \frac{di_2}{dt} + i_2 = (T - T_2) \Delta \frac{di_1}{dt}, \quad (4.3)$$

где $T = \frac{L_{\text{Э0}} + L_{\text{Э2}}}{R_{\text{Э2}}}$ – постоянная времени контура, образованного

ветвями вторичного тока и намагничивания, с; $T_2 = \frac{L_{\text{Э2}}}{R_{\text{Э2}}}$ – пос-

тоянная времени ветви вторичного тока, с; $\Delta = \frac{R_2(\alpha) - R_1(\alpha)}{R_1(\alpha) + R_2(\alpha) + R_{II}}$.

Подставляя в последнее дифференциальное уравнение выражение (3.18), получим:

$$T \frac{di_2}{dt} + i_2 = (T - T_2) \omega \Delta I_{m1} \cos(\omega t + \psi) - \frac{\Delta I_{1a.0}}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} (T - T_2). \quad (4.4)$$

Решение дифференциального уравнения (4.2), т.е. нахождение $i_2(t)$, осуществим операторным методом [25]. При началь-

ных условиях $i_2(0_-) = i_2(0) = 0$, $i_1(0_-) = i_1(0) = 0$, $I_{1a.o} = -I_{m1} \sin \psi$ уравнение (4.4) в операторной форме имеет следующий вид:

$$TpI_2(p) + I_2(p) = \frac{\omega(T - T_2)\Delta I_{m1}(p \cos \psi - \omega \sin \psi)}{p^2 + \omega^2} - \frac{\Delta I_{1a.o}(T - T_2)}{T_1(p + \frac{1}{T_1})}$$

или

$$I_2(p) = \frac{\omega(T - T_2)\Delta I_{m1} p \cos \psi}{(1 + pT)(p^2 + \omega^2)} - \frac{\omega^2(T - T_2)\Delta I_{m1} \sin \psi}{(1 + pT)(p^2 + \omega^2)} - \frac{\Delta I_{1a.o}(T - T_2)}{(1 + pT)(1 + pT_1)} = \frac{H_1(p)}{G_1(p)} - \frac{H_2(p)}{G_1(p)} - \frac{H_3(p)}{G_1(p)}. \quad (4.5)$$

Оригиналы составляющих операторного тока находятся на основе теоремы разложения [51]:

$$\begin{aligned} \frac{H_1(p)}{G_1(p)} \stackrel{i}{=} \sum_{k=1}^3 \frac{H_1(p_k)}{G'_1(p_k)} e^{p_k t} &= \frac{H_1(-\frac{1}{T})}{G'_1(-\frac{1}{T})} e^{-\frac{t}{T}} + \frac{H_1(j\omega)}{G'_1(j\omega)} e^{j\omega t} + \\ &+ \frac{H_1(-j\omega)}{G'_1(-j\omega)} e^{-j\omega t} = a_1(t) + a_2(t) + a_3(t), \end{aligned} \quad (4.6)$$

где $p_1 = -\frac{1}{T}$; $p_2 = j\omega$; $p_3 = -j\omega$ – корни характеристического уравнения $G_1(p) = 0$.

Здесь

$$a_1(t) = \frac{\omega(T - T_2)(-\frac{1}{T})\Delta I_{m1} \cos \psi}{(1 + \omega^2 T^2)/T} e^{-\frac{t}{T}} = -\frac{\omega(T - T_2)\Delta I_{m1} \cos \psi}{1 + \omega^2 T^2} e^{-\frac{t}{T}}, \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} a_2(t) &= \frac{\omega(T - T_2)j\omega\Delta I_{m1} \cos \psi}{-2\omega(\omega T - j)} e^{j\omega t} = -\frac{j\omega(T - T_2)(\omega T + j)\Delta I_{m1} \cos \psi}{2(\omega T - j)(\omega T + j)} e^{j\omega t} = \\ &= \frac{\omega(T - T_2)\Delta I_{m1} \cos \psi}{2(1 + \omega^2 T^2)} e^{j\omega t} - j\frac{\omega^2(T - T_2)T\Delta I_{m1} \cos \psi}{2(1 + \omega^2 T^2)} e^{j\omega t}, \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} a_3(t) &= \frac{\omega(T - T_2)(-j\omega)\Delta I_{m1} \cos \psi}{-2\omega(\omega T + j)} e^{-j\omega t} = \frac{j\omega(T - T_2)(\omega T - j)\Delta I_{m1} \cos \psi}{-2(\omega T + j)(\omega T - j)} e^{-j\omega t} = \\ &= \frac{\omega(T - T_2)\Delta I_{m1} \cos \psi}{2(1 + \omega^2 T^2)} e^{-j\omega t} + j\frac{\omega^2(T - T_2)T\Delta I_{m1} \cos \psi}{2(1 + \omega^2 T^2)} e^{-j\omega t}. \end{aligned} \quad (4.9)$$

Суммированием выражений (4.6) и (4.7) находим

$$\begin{aligned}
 a_{23}(t) &= a_2(t) + a_3(t) = \frac{\omega(T - T_2)\Delta I_{m1} \cos \psi}{2(1 + \omega^2 T^2)} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) - \\
 &- j \frac{\omega^2(T - T_2)T\Delta I_{m1} \cos \psi}{2(1 + \omega^2 T^2)} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}) = \frac{\omega(T - T_2)\Delta I_{m1}}{1 + \omega^2 T^2} \cos \omega t \cos \psi + \\
 &+ \frac{\omega^2(T - T_2)T\Delta I_{m1}}{1 + \omega^2 T^2} \sin \omega t \cos \psi, \tag{4.10}
 \end{aligned}$$

$$\frac{H_2(p)}{G_1(p)} \overset{o}{=} \sum_{k=1}^3 \frac{H_2(p_k)}{G'_1(p_k)} e^{p_k t} = b_1(t) + b_2(t) + b_3(t), \tag{4.11}$$

$$b_1(t) = \frac{\omega^2(T - T_2)\Delta I_{m1} \sin \psi}{(1 + \omega^2 T^2)/T} e^{-\frac{t}{T}} = -\frac{\omega^2(T - T_2)T\Delta I_{m1}}{1 + \omega^2 T^2} \sin \psi e^{-\frac{t}{T}}, \tag{4.12}$$

$$\begin{aligned}
 b_2(t) &= \frac{\omega^2(T - T_2)\Delta I_{m1} \sin \psi}{-2\omega(\omega T - j)} e^{j\omega t} = -\frac{\omega(T - T_2)(\omega T + j)\Delta I_{m1} \sin \psi}{-2(\omega T - j)(\omega T + j)} e^{j\omega t} = \\
 &= -\frac{\omega^2(T - T_2)T\Delta I_{m1} \sin \psi}{2(1 + \omega^2 T^2)} e^{j\omega t} - j \frac{\omega^2(T - T_2)\Delta I_{m1} \sin \psi}{2(1 + \omega^2 T^2)} e^{j\omega t}, \tag{4.13}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 b_3(t) &= \frac{\omega(T - T_2)(\omega T - j)\Delta I_{m1} \sin \psi}{-2(\omega T + j)(\omega T - j)} e^{-j\omega t} = \\
 &= -\frac{\omega^2(T - T_2)T\Delta I_{m1} \sin \psi}{2(1 + \omega^2 T^2)} e^{-j\omega t} + j \frac{\omega^2(T - T_2)\Delta I_{m1} \sin \psi}{2(1 + \omega^2 T^2)} e^{-j\omega t}. \tag{4.14}
 \end{aligned}$$

Суммированием выражений (4.13) и (4.14) находим

$$\begin{aligned}
 b_{23}(t) &= b_2(t) + b_3(t) = -\frac{\omega^2(T - T_2)T\Delta I_{m1} \sin \psi}{2(1 + \omega^2 T^2)} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) - \\
 &- j \frac{\omega(T - T_2)\Delta I_{m1} \sin \psi}{2(1 + \omega^2 T^2)} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}) = -\frac{\omega^2(T - T_2)T\Delta I_{m1}}{1 + \omega^2 T^2} \cos \omega t \sin \psi + \\
 &+ \frac{\omega(T - T_2)\Delta I_{m1}}{1 + \omega^2 T^2} \sin \omega t \sin \psi, \tag{4.15}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 a_{23}(t) - b_{23}(t) &= \frac{\omega^2(T - T_2)T\Delta I_{m1}}{1 + \omega^2 T^2} (\sin \omega t \cos \psi - \cos \psi \sin \psi) + \\
 &+ \frac{\omega(T - T_2)\Delta I_{m1}}{1 + \omega^2 T^2} (\cos \omega t \cos \psi - \sin \omega t \sin \psi) = \\
 &= \frac{\omega^2(T - T_2)T\Delta I_{m1}}{1 + \omega^2 T^2} \sin(\omega t + \psi) + \frac{\omega(T - T_2)\Delta I_{m1}}{1 + \omega^2 T^2} \cos(\omega t + \psi). \tag{4.16}
 \end{aligned}$$

В соответствии с тригонометрическим тождеством $a \cos x + b \sin x = \sqrt{a^2 + b^2} \sin(x + \varphi)$, $\varphi = \arctg \frac{a}{b}$ выражение (4.16)

примет вид

$$\begin{aligned} a_{23}(t) - b_{23}(t) &= \sqrt{\frac{[\omega^2(T-T_2)T\Delta I_{m1}]^2}{(1+\omega^2T^2)^2} + \frac{[\omega(T-T_2)\Delta I_{m1}]^2}{(1+\omega^2T^2)^2}} + \\ &+ \sin(\omega t + \psi + \varphi) = \frac{\sqrt{\omega^2(T-T_2)^2 \Delta I_{m1} \cdot \sqrt{1+\omega^2T^2}}}{(\sqrt{1+\omega^2T^2})^2} \sin(\omega t + \psi + \varphi) = \\ &= \frac{\omega(T-T_2)\Delta I_{m1}}{\sqrt{1+\omega^2T^2}} \sin(\omega t + \psi + \varphi), \end{aligned} \quad (4.17)$$

где $\varphi = \arctg \frac{1}{\omega T}$.

Оригинал третьего слагаемого (4.5) находится как

$$\begin{aligned} \frac{H_3(p)}{G_2(p)} &\stackrel{o}{=} \frac{H_3\left(-\frac{1}{T}\right)}{G_2'\left(-\frac{1}{T}\right)} e^{-\frac{t}{T}} + \frac{H_3\left(-\frac{1}{T_1}\right)}{G_2'\left(-\frac{1}{T_1}\right)} e^{-\frac{t}{T_1}} = \\ &= \frac{\Delta I_{1a.o}(T-T_2)}{T_1+T+2\left(-\frac{1}{T}\right)TT_1} e^{-\frac{t}{T}} + \frac{\Delta I_{1a.o}(T-T_2)}{T_1+T+2\left(-\frac{1}{T_1}\right)TT_1} e^{-\frac{t}{T_1}} = \\ &= \frac{T-T_2}{T-T_1} \Delta I_{1a.o} e^{-\frac{t}{T}} - \frac{T-T_2}{T-T_1} \Delta I_{1a.o} e^{-\frac{t}{T_1}}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

Суммированием (4.7) и (4.12) находим

$$\begin{aligned} a_1(t) - b_1(t) &= -\left[\frac{\omega(T-T_2)\Delta \cdot I_{m1}}{1+\omega^2T^2} \cos \psi + \frac{\omega^2(T-T_2)T\Delta \cdot I_{m1}}{1+\omega^2T^2} \sin \psi \right] e^{-\frac{t}{T}} = \\ &= -\sqrt{\frac{[\omega(T-T_2)\Delta \cdot I_{m1}]^2 + [\omega^2(T-T_2)]^2 T\Delta \cdot I_{m1}}{(1+\omega^2T^2)^2}} \sin(\psi + \varphi) e^{-\frac{t}{T}} = \\ &= -\frac{\omega(T-T_2)\Delta \cdot I_{m1} e^{-\frac{t}{T}}}{\sqrt{1+\omega^2T^2}} \sin(\psi + \varphi). \end{aligned} \quad (4.19)$$

Оригинал вторичного тока в соответствии с (4.5) определяется алгебраическим сложением выражений (4.17), (4.18) и (4.19) [25], т.е.

$$i_2(t) = \frac{\omega(T-T_2)\Delta \cdot I_{m1}}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} \sin(\omega t + \psi + \varphi) - \frac{\omega(T-T_2)\Delta \cdot I_{m1} e^{-\frac{t}{T}}}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} \sin(\psi + \varphi) + \frac{T-T_2}{T-T_1} \Delta \cdot I_{1a.0} e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{T-T_2}{T-T_1} \Delta \cdot I_{1a.0} e^{-\frac{t}{T}} = i_{2np}(t) + i_{2a}(t) = i_{21}(t) + i_{22}(t) + i_{23}(t) + i_{24}(t). \quad (4.20)$$

Ток намагничивания в соответствии с $i_1(t) = i_0(t) + i_2(t)$ определяется как

$$i_0(t) = i_1(t) - i_2(t) = \Delta I_{m1} \sin(\omega t + \psi) - \frac{\omega(T-T_2)\Delta I_{m1}}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} \sin(\omega t + \psi + \varphi) + \frac{\omega(T-T_2)\Delta I_{m1} e^{-\frac{t}{T}}}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} \sin(\psi + \varphi) - \frac{T_1-T_2}{T-T_1} \Delta I_{1a.0} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T-T_2}{T-T_1} \Delta I_{1a.0} e^{-\frac{t}{T}}. \quad (4.21)$$

Анализ составляющих вторичного тока. Составляющие первичного тока ГТ приведены на рис. 4.3. Первый член правой части уравнения (4.20) представляет собой принужденную синусоидальную составляющую переходного вторичного тока. Второй член – свободная аperiodическая составляющая вторичного тока, которая в начальный момент (при $t = 0$) переходного процесса компенсирует периодическую составляющую вторичного тока. Анализ уравнения (4.20) показывает, что вторая слагаемая в момент коммутации равна начальному значению общей аperiodической составляющей вторичного тока $i_{2a.0}$.

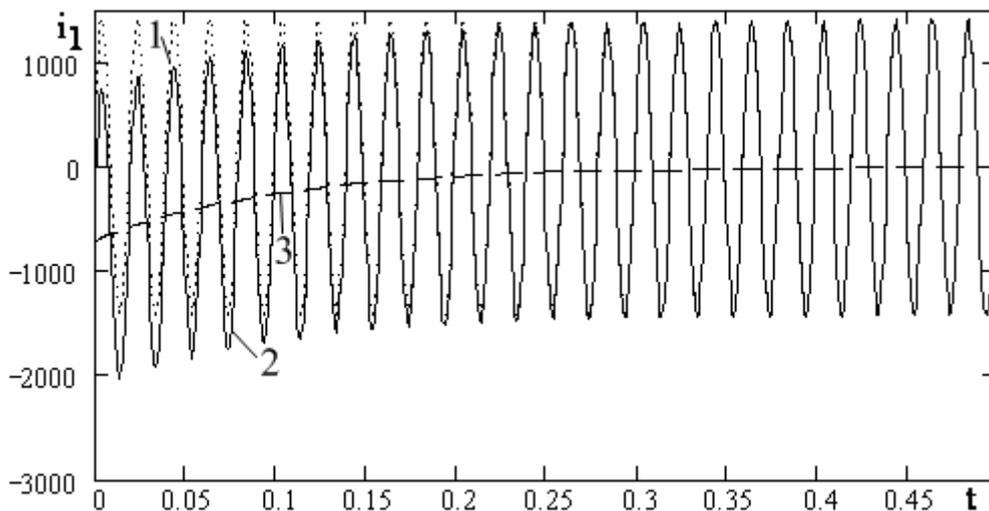


Рис. 4.3. Кривые составляющих первичного тока: 1— $i_1(t)$; 2— $i_{1nep}(t)$; 3— $i_{1a}(t)$

Третья слагаемая является принужденной аperiodической составляющей вторичного тока. Четвертая слагаемая – свободная аperiodическая составляющая, компенсирующая третью слагаемую в момент коммутации. Составляющие $i_{22}(t)$ и $i_{24}(t)$ замыкаются в контуре, образованном ветвями вторичного тока и намагничивания ТТ и затухают с постоянной времени T .

Затухание составляющей $i_{23}(t)$, как и первичного тока i_{1a} , определяется постоянной времени T_1 . При $L_{\Sigma 2} = 0$, т.е. чисто активной нагрузочной ветви, и при $\psi = 0$ составляющая $i_{22}(t) = 0$.

Анализируя уравнение (4.20), можно убедиться в том, что при $t=0$, т.е. в начальный момент переходного процесса, $i_2(0) = 0$, а при $t = \infty$ $i_2(\infty) = \frac{\omega(T - T_2)}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \Delta I_{m1} \sin(\omega t + \psi + \varphi)$, т.е. равно установившемуся значению тока $i_2(t)$. Знаки составляющих $i_{22}(t)$ и $i_{24}(t)$ зависят от соотношения между постоянными времени T_1 , T_2 , T . В системах управления ЭЭС и ЭТУ в большинстве случаев выполняются условия $T_1 > T_2$ [38]. Если, кроме того, $T = T_1$ и амплитуда переменной составляющей первичного тока в переходном режиме превышает амплитуду тока нормального режима, то составляющая тока $i_{23}(t)$ будет противоположна по знаку аperiodической составляющей первичного тока i_{1a} .

Из уравнения (4.19) видно, что в любой момент времени вторичный ток $i_2(t)$ ТТ отличается от его первичного тока величиной тока намагничивания. При $t = \infty$ периодическая и аperiodическая составляющие тока намагничивания, согласно уравнению (4.19), равны нулю и весь первичный ток преобразуется во вторичную цепь ТТ. При $T = T_2$, т.е. $L_{\Sigma 0} = 0$, весь первичный ток проходит по ветви намагничивания, а ток $i_2(t) = 0$. В реальных условиях распределение периодических составляющих токов между ветвями намагничивания и вторичного тока зависит от соотношения между полными сопротивлениями этих ветвей [38].

При выполнении условия $i_1(o_-) = i_1(o) = 0$ имеем

$$i_{2a}(o_-) = -\frac{\omega(T - T_2)\Delta I_{m1}}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \sin(\psi + \varphi),$$

равное по значению и противоположное по знаку начальному току $i_{21}(t)$. Если $T > T_1$, то по мере затухания тока $i_{1a}(t)$ третья составляющая вторичного тока начинает сильнее влиять чем его вторая и четвертая составляющие, так как они затухают медленнее. На рис.4.4 приведены кривые изменения во времени $i_{2a}(t)/I_{m1}$, отнесенного к амплитуде периодической составляющей первичного тока ΔI_{m1} при разных значениях T_1 ; на рис.4.5 – кривые $i_0(t)$ при $T = 0,1$ с, $T_2 = 0,016$ с, $\psi = 30^\circ$ и разных значениях T ; на рис. 4.6 – кривые $i_{2a}(t)/I_{m1}$ при $T_1 = 0,05$ с, $T_2 = 0,016$ с, $\psi = 30^\circ$ и разных значениях T .

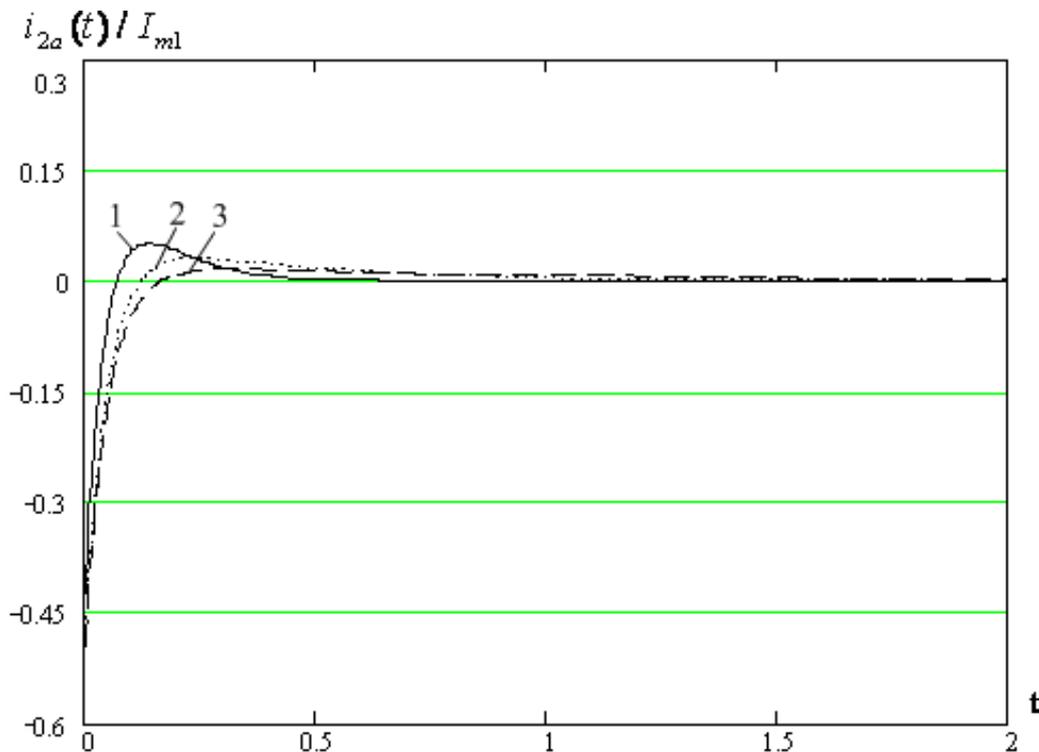


Рис. 4.4. Кривые $i_{2a}(t)/I_{m1}$ $T_1 = 0,05$, $T_2 = 0,016$, $\psi = 30^\circ$ при разных значениях: 1 – $T = 1$ с; 2 – $T = 0,4$ с; 3 – $T = 0,1$ с.

Результирующая аperiodической составляющей $i_{2a}(t)$ уменьшается и в некоторый момент времени даже меняет свой знак. Далее ток i_{2a} достигает отрицательного максимума и постепенно спадает до нуля. Результирующая аperiodической

составляющей тока $i_{2a}(t)$ имеет максимальное значение при $t=0$, но во всех случаях она не может превысить амплитуду периодической составляющей I_{m2} .

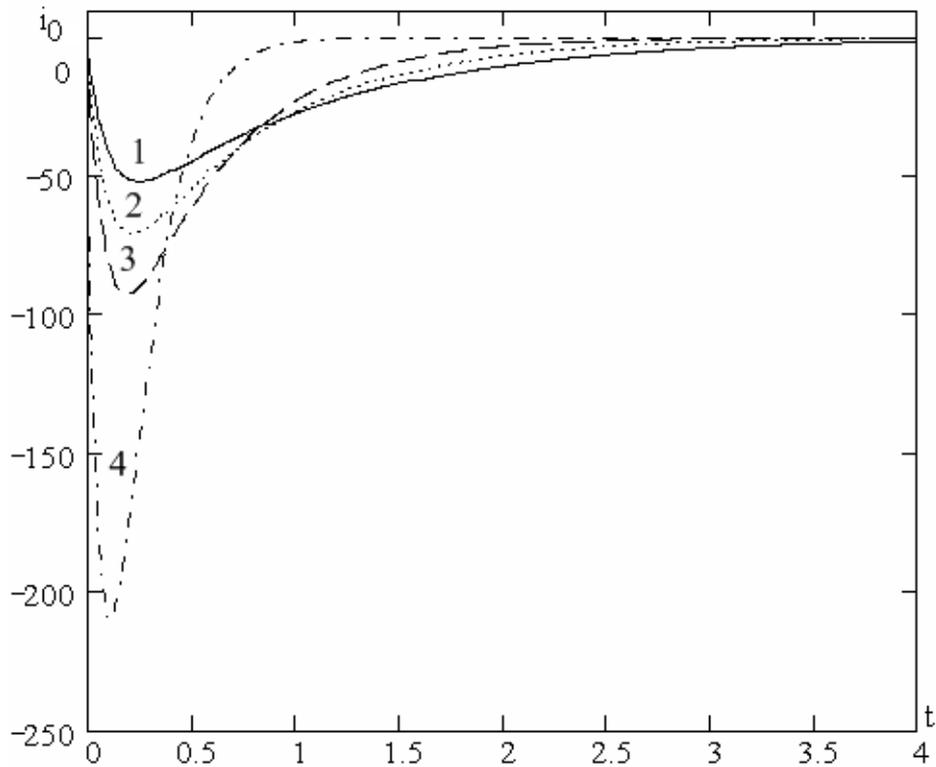


Рис. 4.5. Кривые $i_0(t)$ при $T_1 = 0.1$, $T_2 = 0.016$, $\psi = 30^\circ$ при разных значениях T : 1 – $T = 1$ с; 2 – $T = 0,7$ с; 3 – $T = 0,5$ с; 4 – $T = 0,015$ с.

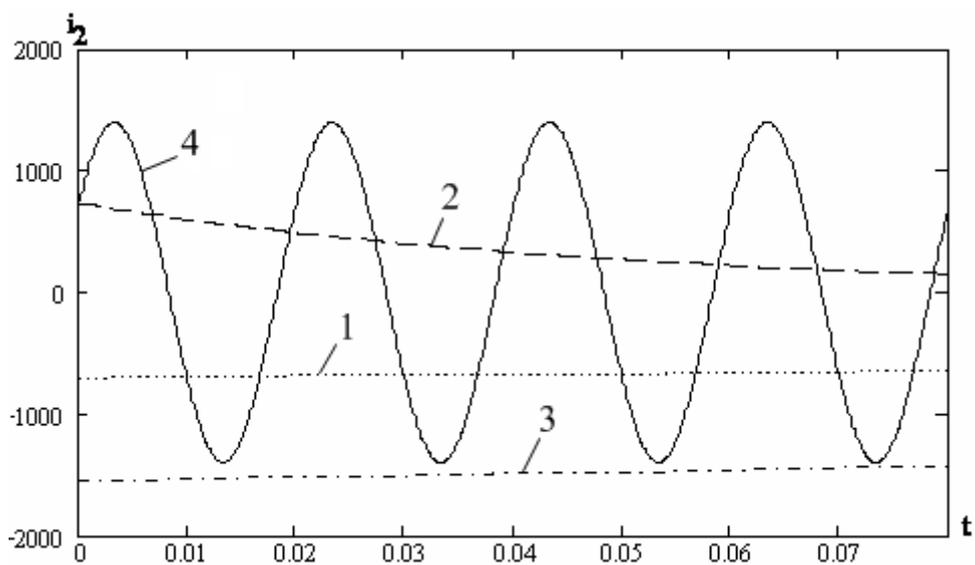


Рис. 4.6. Кривые $i_{2a}(t)$ при $T_1 = 0.05$ с, $T_2 = 0,016$ с, $\psi = 30^\circ$:
1 – $i_{21}(t)$; 2 – $i_{22}(t)$; 3 – $i_{23}(t)$; 4 – $i_{24}(t)$.

Анализ кривых $i_{1a}(t)/I_{m1}$, $i_{2a}(t)/I_{m1}$, приведенных на рис. 4.3 и 4.5 показывает, что при $T = \infty$ кривые $i_{2a}(t)/I_{m1}$ и $i_1(t)$ совпадают, а сравнением этих кривых при конечных значениях T можно видеть, как отличается ток i_{2a} от соответствующего первичного тока $i_1(t)$ в зависимости от параметров ТТ и его нагрузки.

Анализ кривых $i_{2a}(t)/I_{m1}$, приведенных на рис.4.6, свидетельствует о том, что в разработанном широкодиапазонном ТТ влияние апериодической составляющей первичного тока на работу ТТ уменьшается с увеличением угла α . Таким образом, создание противоМДС в сердечнике с целью расширения верхнего предела преобразования тока приводит к одновременному снижению погрешности ТТ от влияния апериодической составляющей первичного тока при его работе в динамических режимах.

4.3. Погрешность широкодиапазонных трансформаторов тока

Широкодиапазонный ТТ, как и любое другое измерительное устройство, характеризуется погрешностью: в реальном ТТ действительный первичный ток всегда отличается от его значения, полученного в результате преобразования.

Зависимость коэффициента преобразования от диапазона преобразуемых токов, нелинейность основной кривой намагничивания, магнитный гистерезис, влияние внешних магнитных полей и другие факторы так или иначе приводят к изменению коэффициента преобразования ТТ. Это определяет погрешность преобразования ТТ.

Наиболее характерной погрешностью ТТ, определяющей их метрологические возможности, является погрешность, подразделяемая на токовую и угловую [38].

Токовая погрешность определяется как алгебраическая разность действительного вторичного тока I_2 и приведенного ко вторичной цепи первичного тока $I_2 = \frac{I_1}{n_n}$, выраженная в

процентах приведенного ко вторичной цепи действительного первичного тока [56]:

$$\gamma_I = \frac{I_2 - I_1 / n_n}{I_1 / n_n} 100\%, \quad (4.22)$$

где n_n - номинальный коэффициент трансформации (преобразования).

Токовая погрешность, соответствующая номинальным параметрам, называется номинальной токовой погрешностью широкодиапазонного ТТ:

$$\gamma_{In} = \frac{I_2 - I_{2n}}{I_{2n}} 100\% = \frac{\Delta U_{\mu 0}}{\Delta U_{\mu 1}} \sin(\psi + \alpha_1) 100\%, \quad (4.23)$$

где $\Delta U_{\mu 1} = I'_{\mathcal{E}1} - I''_{\mathcal{E}1}$; $\Delta U_{\mu 0} = \Delta U_{\mu 1} - U_{\mu 2}$ - соответственно разностная МДС первичной цепи и МДС цепи намагничивания широкодиапазонного ТТ; ψ - угол потерь в сердечнике; α_1 - угол сдвига фаз между вторичной ЭДС и вторичным током; $I'_{\mathcal{E}1}$, $I''_{\mathcal{E}1}$ - токи в кольцевых элементах первичной цепи разработанного широкодиапазонного ТТ.

Чтобы установить связи токовой погрешности с конструктивными и электромагнитными параметрами ТТ, воспользуемся некоторыми известными формулами. Так, для начального участка кривого намагничивания (при индукции B_m в сердечнике до 0,7 Тл) справедливо следующее выражение [82]:

$$\Delta U_{\mu 0} = \eta B_m^\beta l_\mu, \quad (4.24)$$

где η , β - соответственно коэффициент и степень, т.е. показатели, зависящие от сортов электротехнической стали, из которого изготовлен сердечник ТТ; l_μ - средняя длина силовых линий магнитного поля в сердечнике.

В свою очередь, максимальное значение магнитной индукции в сердечнике определяется следующим выражением [38]:

$$B_m = \frac{E_{\mathcal{E}2}}{4,44 f w_2 S_\mu}, \quad (4.25)$$

где

$$E_{\mathcal{E}2} = I_2 z_2 = K_I I_{2H} z_2, \quad (4.26)$$

ЭДС во вторичной цепи ТТ; S_μ – поперечное сечение сердечника; $K_I = \frac{\Delta I_1}{\Delta I_{1H}}$ – кратность разностного первичного тока в кольцевых элементах разработанного широкодиапазонного ТТ.

Подставляя (4.24), (4.25) и (4.26) в (4.23), после некоторых несложных преобразований получим

$$\gamma_I = \frac{33,8 l_\mu z_2^\beta I_{2H}^{2\beta} \sin(\psi + \alpha_1)}{K_I^{(1-\beta)} f^\beta \Delta U_{\mu 1H}^{(1+\beta)} S_\mu^\beta} 100\% . \quad (4.27)$$

Если учесть, что для сортов трансформаторной стали среднего качества $\alpha = 0,82$ и $\beta = 0,6$ [2], то выражение (4.27) получит следующий вид:

$$\gamma_I = \frac{33,8 l_\mu z_2^{0,6} I_{2H}^{1,2} \sin(\psi + \alpha_1)}{K_I^{0,4} f^{0,6} \Delta U_{\mu 1H}^{1,6} S_\mu^{0,6}} 100\% . \quad (4.28)$$

Угловой погрешностью ТТ называется фазовый сдвиг между векторами первичного и вторичного токов при таком выборе их направлений, чтобы для идеального ТТ этот угол равнялся нулю, т.е. это угол между вектором первичного и перевернутым на 180° вектором вторичного тока (см. рис.П.4.3) [28]:

$$\delta_I = \frac{3440 \Delta U_{\mu 0}}{\Delta U_{\mu 1}} \cos(\psi + \alpha_1) = \frac{119332 l_\mu z_2^{0,6} I_{2H}^{1,2} \cos(\psi + \alpha_1)}{K_I^{0,4} f^{0,6} \Delta U_{\mu 1H}^{1,6} S_\mu^{0,6}} 100\% . \quad (4.29)$$

Угол потерь ψ также зависит от индукции B_m и зависимость $\psi = f(B_m)$ обычно выражается формулой [5]

$$\psi = K_\psi B_m^\lambda + \psi_0 , \quad (4.30)$$

где K_ψ , λ , ψ_0 – коэффициенты, зависящие от марки стали. Для сортов электротехнической стали среднего качества при $B_m \leq 0,7$ Тл, $K_\psi = 22 \dots 27$, $\lambda = 0,3 \dots 0,43$, $\psi_0 = 30^\circ$ [2].

Подставив в формулу (4.30) выражения (4.24) и (4.25), получим

$$\psi = K_\psi \left(\frac{K_I I_{2H}^2 z_2}{4,44 f \Delta U_{\mu 1H}} \right)^\lambda + \psi_0 . \quad (4.31)$$

Угол α определяется отношением суммарного индуктивного сопротивления и нагрузки к суммарному активному сопротивлению широкодиапазонного ТТ [42]:

$$\alpha_1 = \operatorname{arctg} \frac{X_{20} + Z_H \sin \varphi}{R_{20} + Z_H \cos \varphi}, \quad (4.32)$$

где R_{20} , X_{20} – активная и индуктивная составляющие вторичной обмотки.

Из (4.32) следует, что при изменении коэффициента мощности нагрузки ($\cos \varphi$) изменяется угол α_1 . Следует отметить, что активное и индуктивное сопротивления нагрузки определяются через $\cos \varphi$ нагрузки и полное сопротивление нагрузки Z_H .

Полное сопротивление вторичной цепи широкодиапазонного ТТ находится как:

$$Z_2 = \sqrt{(R_2 + Z_H \cos \varphi)^2 + (X_2 + Z_H \sin \varphi)^2}. \quad (4.33)$$

Формулы (4.28) и (4.29) позволяют произвести расчет токовой и угловой погрешностей и наглядно представить влияние на них конструктивных и электромагнитных параметров ТТ.

На рис. 4.7 приведена классификация источников погрешностей, соответствующая наиболее полной их совокупности. При анализе источников погрешности, влияющих на коэффициент преобразования, следует разделить их для выявления класса точности, которому соответствует конкретная конструкция широкодиапазонного ТТ, на источники основной и дополнительной погрешностей. Как известно [1, 39], источники основной погрешности выявляются при нормальных условиях эксплуатации измерительных преобразователей. Для широкодиапазонных ТТ нормальными условиями работы являются: нормальная температура окружающей среды, отсутствие внешних магнитных полей и ферромагнитных масс, центральное положение шины с преобразуемым током внутри окна магнитопровода ТТ. При отклонении условий эксплуатации от нормальных начинает проявляться влияние источников дополнительных погрешностей.

Источники основной и дополнительной погрешностей широкодиапазонных ТТ разделяются на источники система-

тических и случайных погрешностей. Источниками систематических погрешностей, являются зависимость коэффициента преобразования от диапазона контролируемых токов, нелинейность характеристик магнитного сопротивления стали, неточность аппроксимации магнитной проводимости магнитной цепи и т.п. Эти погрешности можно либо исключить, либо свести к минимуму различными способами.

К источникам случайных погрешностей относятся, между которыми отсутствуют взаимные связи. Применительно к широкодиапазонном ТТ источниками случайных погрешностей являются, например, влияние внешних магнитных полей, внешних ферромагнитных масс и т.п. Разделение источников основных и дополнительных погрешностей широкодиапазонных ТТ на источники систематических и случайных погрешностей будет недостаточно четким, если заранее не уточнить технологические и эксплуатационные особенности широкодиапазонных ТТ. Например, влияние внешних полей магнитных на вторичный ток широкодиапазонных ТТ в общем случае относится к разряду источников случайных погрешностей. Так, если широкодиапазонный ТТ снабдить дополнительным измерительным преобразователем, реагирующим только на ток, созданный за счет ЭДС, наводимые внешними магнитными полями, и выходные величины обоих преобразователей фиксировать так, чтобы выходная величина дополнительного преобразователя компенсировала изменение выходной величины широкодиапазонного ТТ от влияния внешних магнитных полей, то последнее, согласно определению, следует отнести к источнику систематических погрешностей. Граница между источниками случайных и систематических погрешностей зависит от уровня знаний всех особенностей работы ТТ, и чем выше этот уровень, тем больше погрешностей переходит из разряда случайных в разряд систематических. Источники основных погрешностей широкодиапазонных ТТ подразделяются на методические, технологические и эксплуатационные, а дополнительных – на внутренние, внешние и режимные.



Рис. 4.7. Классификация источников погрешностей широкодиапазонного ТТ.

К методическим источникам погрешностей широкодиапазонных ТТ относятся погрешности, вызванные неполнотой учета всех закономерностей работы ТТ при разработке их математических моделей [71].

Неточность и несовершенство технологии изготовления первичных и вторичных обмоток, сердечника и других деталей ТТ относятся к технологическим источникам погрешностей. К технологическим относятся также погрешности сборки и настройки ТТ [58].

Эксплуатационные источники основных погрешностей проявляются в нормальных условиях эксплуатации и не могут быть полностью учтены при разработке математических моделей ТТ.

Внутренние источники дополнительных погрешностей ТТ – несинусоидальность токов, колебание частоты первичного тока и т.д.

К внешним источникам дополнительных погрешностей ТТ следует отнести непостоянство внешних условий эксплуатации, например, колебания температуры окружающей среды, внешние магнитные поля и ферромагнитные массы, смещение шины с током в окне сердечника ТТ с ее центрального положения и т.п.

К режимным источникам дополнительных погрешностей следует отнести погрешности, вызванные нестабильностью нагрузки ТТ и скоростью изменения первичного тока, т.е. влиянием динамического режима ТТ.

Таким образом, точность преобразования первичного тока ТТ определяется, в основном, случайными погрешностями [39, 71], появление которых вызвано дестабилизирующими факторами, причем функциональная связь последних с источниками погрешностей не может быть точно выявлена.

Влияние изменения температуры окружающей среды на погрешности широкодиапазонного ТТ. Электрическая проводимость вторичной обмотки G_{20} изменяется при отклонении температуры окружающей среды от установленного значения. При понижении температуры уменьшается омическое сопротивление вторичной обмотки, а при повышении оно увели-

чивается. Изменение температуры окружающей среды приводит к незначительным изменениям электрических и магнитных свойств материала сердечника ТТ, поэтому ими можно пренебречь [2].

Таким образом, при изменении температуры погрешности широкодиапазонного ТТ могут изменяться как в сторону уменьшения, так и в сторону их увеличения.

При расчете влияния температуры на погрешности широкодиапазонного ТТ учитывалось изменение сопротивления вторичной обмотки ТТ по формуле [2]

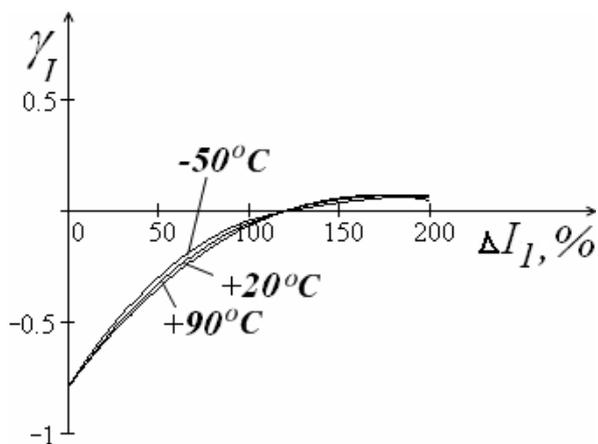
$$\rho = \rho_0(1 + \alpha_T \Delta T),$$

где ρ , ρ_0 – соответственно значения удельных сопротивлений провода вторичной обмотки при заданной температуре и при $T = 20^\circ \text{C}$; ΔT – разность температуры между заданной температурой и температурой 20°C ; α_T – температурный коэффициент сопротивления материала провода вторичной обмотки (для меди $\alpha_T = 0,0043$).

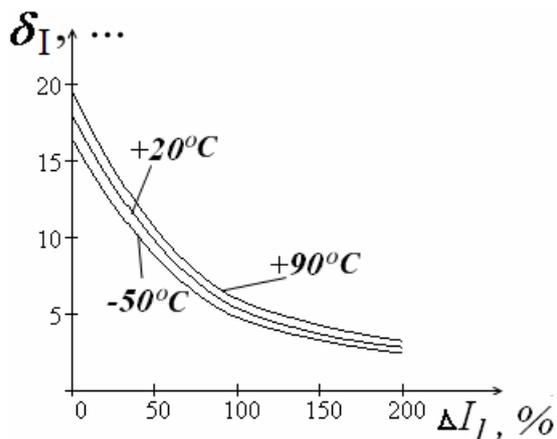
Расчет влияния температуры на погрешности разработанного широкодиапазонного ТТ проводился для температур – 50°C ; $+ 20^\circ \text{C}$ и 90°C по формулам (4.28) и (4.29). Коэффициент мощности вторичной нагрузки принимался равным 0,8. Результаты расчетов показаны на рис. 4.8.

Анализ результатов расчета погрешностей широкодиапазонного ТТ при различной температуре показывает, что изменение температуры окружающей среды практически не влияет на погрешности ТТ. Например, при первичном токе, равном номинальному изменению температуры на $+70\%$ от нормального приводит к изменению погрешностей 0,012%.

Влияние изменения частоты на погрешность широкодиапазонного ТТ. Расчет влияния частоты первичного тока на погрешности разработанного широкодиапазонного ТТ проводился при разных значениях первичного тока и $\cos \varphi = 0,8$ по формулам (4.28) и (4.29). При этом учитывалось влияние частоты на индуктивное сопротивление обмотки. Результаты расчетов приведены на рис. 4.9.

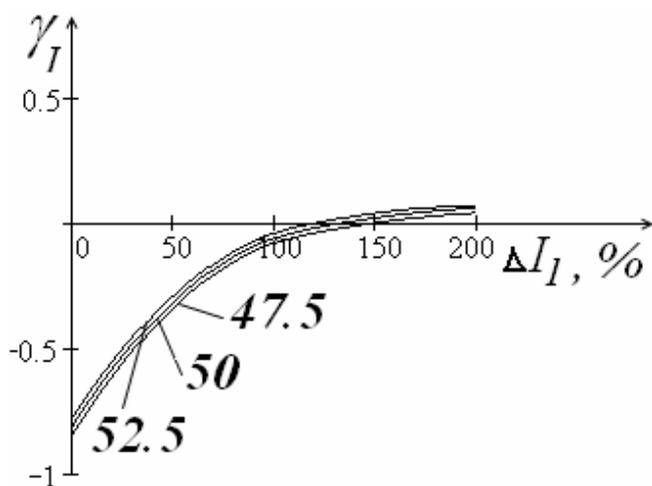


а

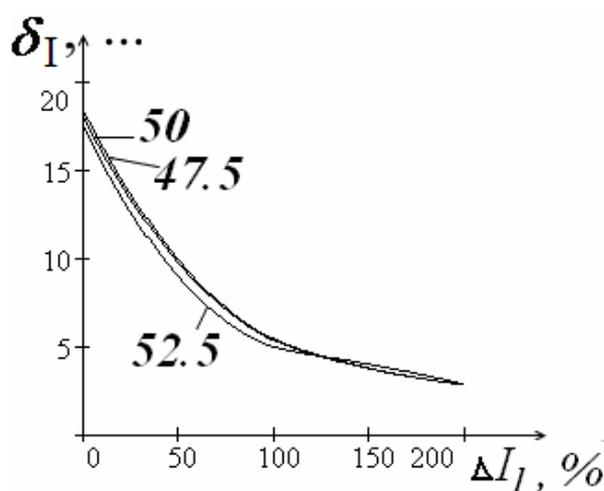


б

4.8. Кривые влияния температуры на погрешности разработанного широкодиапазонного ТТ: а – токовая погрешность; б – угловая погрешность.



а



б

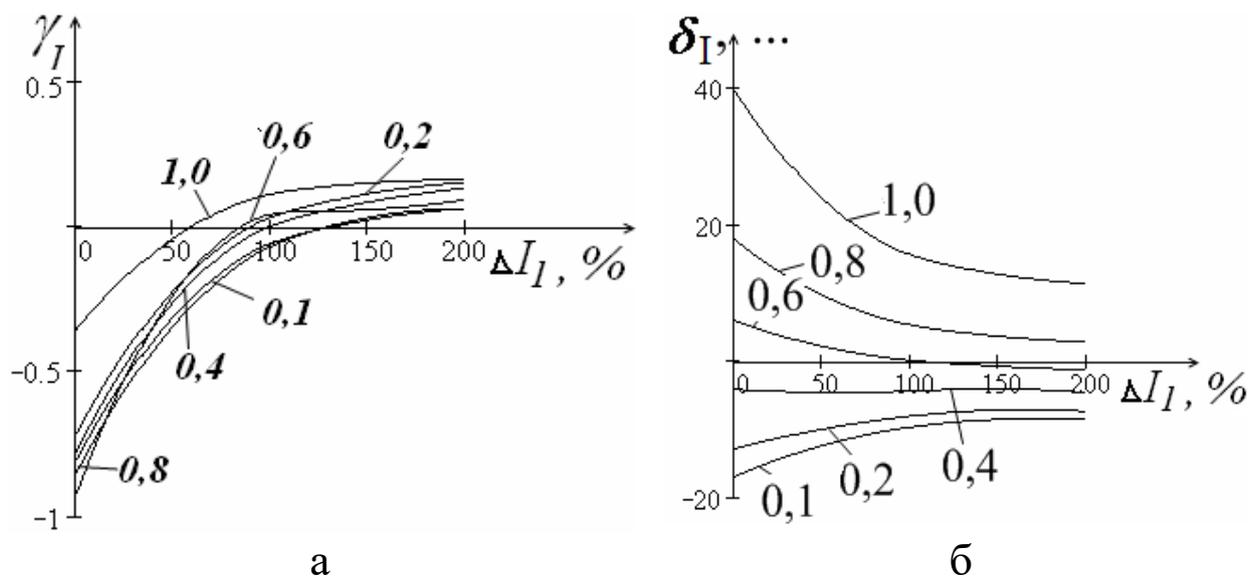
4.9. Кривые влияния частоты первичного тока на погрешности разработанного широкодиапазонного ТТ: а – токовая погрешность; б – угловая погрешность.

По результатам расчетов видно, что при отклонении частоты первичного тока от номинального на 5% изменение токовой погрешности составляет 0,03%.

Влияние изменения коэффициента мощности нагрузки на погрешности широкодиапазонного ТТ. Расчет погрешности широкодиапазонного ТТ осуществлен с помощью уравнений (4.29) – (4.33) при значениях $\cos\varphi$ 1,0; 0,8; 0,6; 0,4; 0,2;

0,1 и 20, 100, 120 и 200 % первичного тока (рис. 4.8.). Расчет производился для номинальной мощности нагрузки.

Расчеты показывают, что при уменьшении $\cos\varphi$ до 0,6 токовая погрешность по абсолютному значению возрастает, а при дальнейшем его уменьшении она уменьшается. Для угловой погрешности ТТ наоборот: при $\cos\varphi=0,6$ $\delta = \delta_{\min}$.



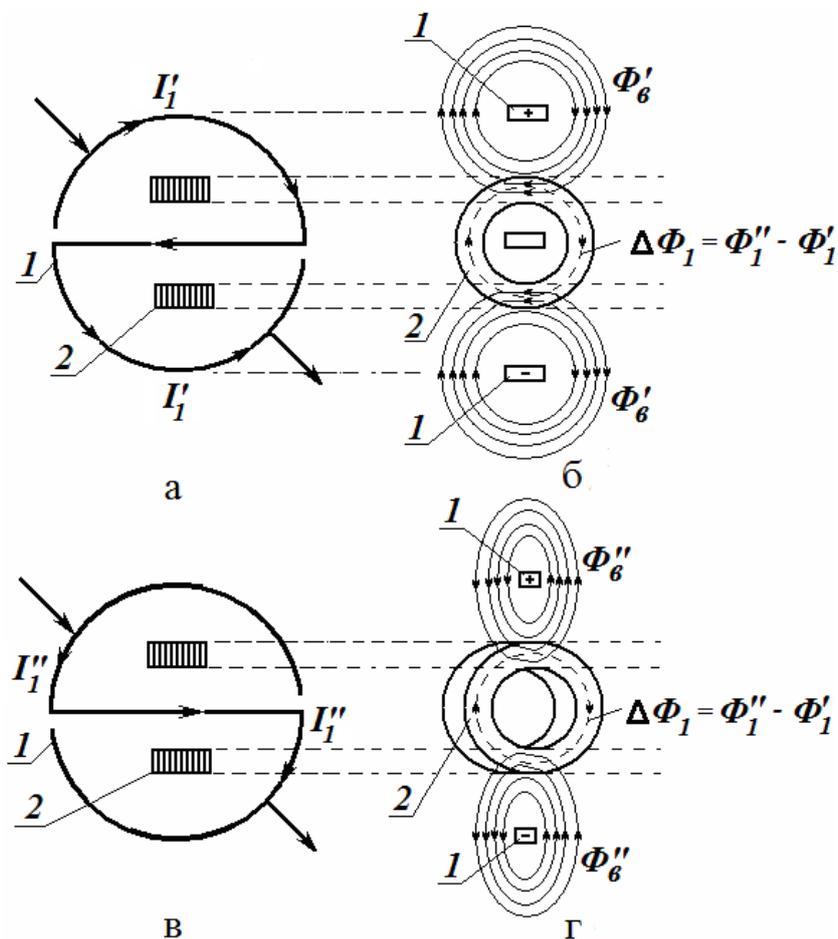
4.10. Кривые влияния изменения коэффициента мощности нагрузки на погрешности широкодиапазонного ТТ: а – токовая погрешность; б – угловая погрешность.

Влияние внешних магнитных полей на погрешность широкодиапазонного ТТ. Влияние внешних магнитных полей, в том числе магнитных полей токов соседних шин на работу ТТ подробно исследованы в работах [38]. Поэтому мы ограничимся исследованием влияния магнитных полей кольцевых частей первичной цепи разработанного широкодиапазонного ТТ на его погрешности.

При расчете погрешностей ТТ от влияния магнитных полей двух кольцевых частей первичной цепи с токами I_1' и I_1'' магнитные поля этих токов рассматриваются как внешние поля по отношению к рабочему магнитному полю.

Кольцевые элементы разработанного широкодиапазонного ТТ с указанием силовых линий магнитных потоков, созда-

ваемых токами I_1' и I_1'' показаны на рис.4.9. Когда ток первого кольца меньше тока второго кольца, т.е. $I_{\text{Э1}}' < I_{\text{Э1}}''$, имеет место соотношение между соответствующими потоками $\Phi_1' < \Phi_1''$.



**Рис.4.11. Кольцевые элементы (а, в) и силовые линии нерабочих магнитных полей токов I_1' и I_1'' (б, г):
1 – кольцевые элементы; 2 – сердечник.**

Как видно из рис.4.11,б, силовые линии нерабочих магнитных потоков Φ_6' и Φ_6'' значительную часть своего пути проходят по воздуху, поэтому их распределение в пространстве практически не зависит от магнитной проницаемости (μ) и других параметров ферромагнитного материала сердечника ТТ. Отсюда достаточно оценивать влияние внешних магнитных полей на работу ТТ, приближенно считая, что $\mu = const$ и, следовательно, индуктивность намагничивания $L_{\text{ГО}} = const$. Сопротивление намагничивания определяется как [37]

$$x_o = \omega L_{\dot{Y}O} = 2\pi f \mu \mu_0 (S_\mu / l_\mu) = 314 \mu_a (S_\mu / l_\mu). \quad (4.34)$$

При рассмотрении влияния внешних магнитных полей удобно воспользоваться понятием «первичный ток влияния», выражаемым в процентах от номинального первичного тока ТТ [38]:

$$I_{\text{вл}1\%} = (I_{\text{вл}1} / I_{1н}) 100\% = (x_{\text{вл}} / x_o) 100\%, \quad (4.35)$$

где $I_{\text{вл}1}$ и $I_{1н}$ токи, приведенные к одному витку; $I_{1н}$ - номинальное значение первичного тока.

Определим величину погрешности от влияния токов $I'_{\text{Э}1}$ и $I''_{\text{Э}1}$, протекающих по кольцевым участкам первичной цепи рассматриваемого разработанного широкодиапазонного ТТ при ширине $a = r_{\text{н}} - r_{\text{в}} = (0,035 - 0,020) \text{ м} = 0,015 \text{ м}$ и высоте $h = 0,025 \text{ м}$ тороида и разных значениях расстояния от центра сердечника до кольцевых участков первичной цепи $\rho_{\text{вл}}$. Будем считать, что кольцевые участки первичной цепи широкодиапазонного ТТ с током $I'_{\text{Э}1}$ расположены параллельно образующей тороидального сердечника (см. рис. 4.11, а,б), а кольцевые элементы с током $I''_{\text{Э}1}$ - параллельно к его торцевой поверхности (см. рис. 4.11, в,г). Для расчета сопротивления влияния $x_{\text{вл}}$ воспользуемся экспериментальными кривыми, приведенными на рис. П.2.4 [38]. Здесь нижняя сплошная кривая соответствует сердечнику без зазоров и внешнему токопроводу, параллельному образующей тороида. Штриховая линия относится к сердечнику без зазоров и внешнему токопроводу, помещенному над ним, параллельно его торцевой поверхности.

По нижней сплошной кривой на рис. П.2.4 находим единичное сопротивление влияния $x_{\text{вл.о}}$ при $l_{\text{з.отн}} = 0$ ($l_{\text{з.отн}}$ - общая расчетная длина зазора в сердечнике при разных значениях $\rho_{\text{вл}}$, отнесенных к среднему диаметру тороида $d_{\text{ср}} = 0,055 \text{ мм}$). Например, при $\rho_{\text{вл}} / d_{\text{ср}} = 0,063 / 0,055 \approx 1,19$ сопротивление $x_{\text{вл.о}}$ приблизительно равно $0,4 \cdot 10^{-5} \text{ Ом/м}$.

Сопротивление влияния, приведенное к одному витку, определяется по формуле

$$x'_{\text{вл}} = x'_{\text{вл.о}} d_{\text{н}\delta} = 0,4 \cdot 10^{-5} \cdot 0,055 = 2,2 \cdot 10^{-7} \text{ Ом}.$$

Для определения первичного тока влияния необходимо найти сопротивление намагничивания, приведенное к одному витку. Согласно формуле (4.34), при заданных геометрических размерах тороидального сердечника и $\mu_a = 2512 \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ [2] имеем $x_o = 314 \mu_a (S_\mu / l_\mu) = 314 \cdot 2512 \cdot 10^{-6} \cdot (3 \cdot 10^{-4} / 0,17) = 1,39 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$.

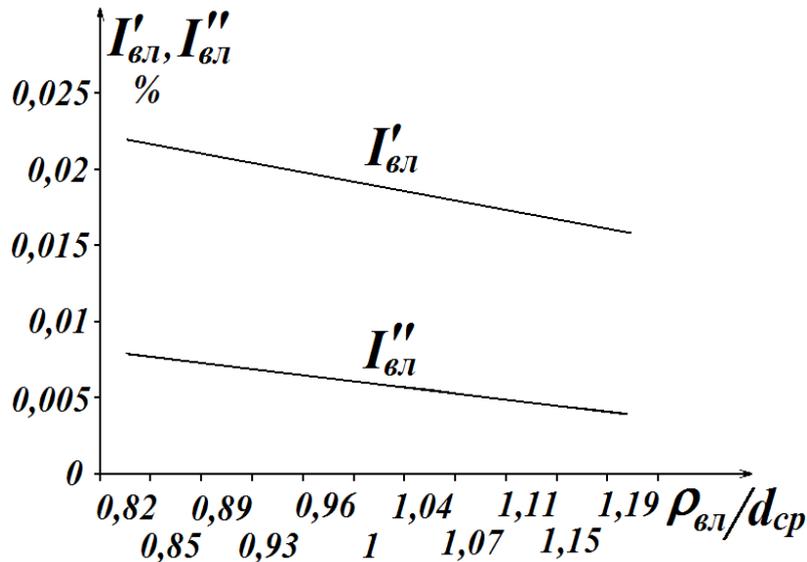


Рис.4.12. Кривые зависимости первичного тока влияния от относительного расстояния до влияющего токопровода.

Первичный ток влияния $I'_{вл\%}$ находим по формуле (4.35):

$$I'_{вл\%} = (x'_{вл} / x_o) 100\% = (2,2 \cdot 10^{-7} / 1,39 \cdot 10^{-3}) 100\% = 1,58 \cdot 10^{-2} = 0,016\% .$$

Первичный ток влияния $I''_{вл\%}$ от тока $I''_{Э1}$ определяется в аналогичной последовательности. Кривые зависимости первичного тока влияния от относительного расстояния до влияющего токопровода показывают, что с увеличением отношения $\rho_{вл}/d_{ср}$ погрешность разработанного широкодиапазонного ТТ от влияния магнитных полей кольцевых участков первичной цепей снижается.

Расчет показывает, что погрешность разработанного широкодиапазонного ТТ от влияния магнитных полей кольцевых участков первичной цепи незначительна и ею можно пренебречь при проектировании подобных ТТ.

Таким образом, исследование погрешностей разработанного широкодиапазонного ТТ показывает, что основными

источниками возможных погрешностей широкодиапазонных ТТ являются несовершенство метода, неточность изготовления и сборки, нестабильность характеристик материала сердечника, частоты тока и параметров нагрузки, а также неблагоприятные внешние условия. На основе анализа полученных аналитических выражений токовой и угловой погрешности установлено, что на точность преобразования широкодиапазонных ТТ наибольшее влияние оказывает нестабильность нагрузки и колебания частоты первичного тока. При этом максимальная приведенная погрешность не превышает $\pm 0,5\%$.

4.4. Надежность широкодиапазонных трансформаторов тока

Надежность – одна из основных характеристик ТТ. От надежной работы ТТ зависят технические показатели систем управления устройствами систем электроснабжения железнодорожного транспорта.

Как известно [1], расчет надежности технических устройств включает себя ряд независимых составляющих: механическую ($P_{\text{мех.н}}$), элементную ($P_{\text{э.н}}$) и метрологическую ($P_{\text{мет.н}}$). Общая надежность устройства равняется

$$P = P_{\text{мех.н}} \cdot P_{\text{э.н}} \cdot P_{\text{мет.н}} \quad (4.36)$$

Расчет каждой составляющей производится с учетом трех видов отказов: катастрофического (внезапного), параметрического (постепенного) и перемежающего:

$$P(t) = P_{\text{кат.0}}(t) \cdot P_{\text{пар.0}}(t) \cdot P_{\text{пер.0}}(t) \quad (4.37)$$

Вследствие того, выход из строя ТТ не влияет на объект управления (устройства систем электроснабжения) в целом, механическую составляющую надежности можно не учитывать. Вероятность безотказной работы при параметрических и перемежающихся отказах принимается равной $P_{\text{пар.0}}(t) = 1$ и $P_{\text{пер.0}}(t) = 1$, а закон изменения вероятности при катастрофических отказах обычно принимается экспоненциальный, т.е. интенсивность отказов устройства не зависит от времени и все его элементы равнонадежны [48].

Вероятность отсутствия катастрофических отказов отдельных элементов ТТ определяется элементной составляющей надежности. Определив интенсивность отказов λ_i конструктивных элементов ТТ, можно находить другие характеристики надежности. При этом суммарная интенсивность отказа ТТ определяется интенсивностями отказов каждого его элемента.

С целью оценки надежности разработанного широкодиапазонного ТТ произведем ориентировочный расчет его надежности и серийного широкодиапазонного ТТ [38, 63], с учетом влияния на их работу температуры, влажности, солнечной радиации и др.

Расчет элементной надежности каждой конструкции широкодиапазонных ТТ произведем с учетом данных найдем значения интенсивности отказов λ_i каждого элемента ТТ.

Как известно [24], элементная надежность технического устройства находится как

$$P_{\text{Э.Н}}(t) = \prod_{i=1}^n P_{\text{Э.Н}(i)}(t), \quad (4.38)$$

где $P_{\text{Э.Н}(i)}(t) = e^{-\lambda_i t}$ – вероятность безотказной работы i – го элемента ТТ.

Поставляя (4.38) в (4.37), имеем

$$P_{\text{Э.Н}}(t) = e^{-\sum_{i=1}^n \lambda_i t}. \quad (4.39)$$

Определим элементную надежность ТТ за 1000 ч эксплуатации, подставляя в (4.39) $(\lambda = 6,357 + 6,8 = 13,157 \text{ см})$ интенсивность отказов группы элементов,. Результаты расчета приведены в табл. 4.1.

Анализ литературных источников по надежности электромагнитных устройств и результатов проведенных экспериментальных исследований показал, что наибольшее влияние на надежность ТТ оказывает вибрация. Характерными неисправностями при испытании являлись замыкание обмоток на корпуса сердечника ТТ либо межвитковые замыкания, недостаточное крепление основных узлов деталей, обрыв вторичной обмотки и их выводных концов.

Метрологическая надежность характеризует вероятность не превышения реальных токовых и угловых погрешностей ТТ их заданных нормированных значений в течение выполнения задания.

Таблица 4.1

Расчетная таблица надежности широкодиапазонных ТТ

№ п/п	Наименование элементов ТТ	Количество элементов <i>n</i> , шт		Интенсивность отказа <i>i</i> -го элемента $\lambda_i \times 10^{-6}$ 1/ч		Интенсивность отказов группы <i>i</i> -го элемента $n \cdot \lambda_i \times 10^{-6}$ 1/ч	
		серийный ТТ	разработанный ТТ	серийный ТТ	разработанный ТТ	серийный ТТ	разработанный ТТ
1.	Сердечник	1	1	0,3	0,3	0,3	0,3
2.	Первичная обмотка	1	2	0,05	0,05	0,05	0,1
3.	Вторичная обмотка	5	1	0,05	0,05	0,25	0,05
4.	Изоляция	4	6	0,5	0,5	2,0	3,0
5.	Соединение пайкой	10	2	0,004	0,004	0,04	0,008
6.	Крепление деталей	4	10	0,002	0,002	0,008	0,02
	6	25	21	0,906	0,906	2,648	2,978

Интенсивность отказов находится как [54]

$$\lambda = \frac{1-p}{t}. \quad (4.40)$$

Подставляя значения $P_{\text{мет.н}}$ и $P_{\text{э.н}}$ в (4.38), получим вероятность безотказной работы за 1000 ч эксплуатации.

Зная значения интенсивности отказов, можно получить среднее время безотказной работы T_M :

$$T_M = \frac{1}{\lambda}. \quad (4.41)$$

Таким образом, ориентировочный расчет надежности серийного и разработанного широкодиапазонного ТТ показывает, что разработанный широкодиапазонный ТТ по показателям надежности не уступает серийному.

4.5. Методика инженерного расчета широкодиапазонных трансформаторов тока

Исходными данными для инженерного расчета являются: 1) номинальный первичный ток I_{1H} ; 2) номинальный вторичный ток I_{2H} ; 3) номинальная вторичная нагрузка $Z_{2H \text{ ном}}$; 4) коэффициент мощности нагрузки $\cos \varphi_2$; 5) коэффициент заполнения магнитопровода сталью η_M .

Методику инженерного расчета конструктивных и электромагнитных параметров разработанного широкодиапазонного ТТ изложим при следующих исходных данных: $I_{1H} = 1000 \text{ А}$; $I_{2H} = 5 \text{ А}$; $Z_{2H \text{ ном}} = 1,2 \text{ Ом}$; $\cos \varphi_2 = 0,8$; $\eta_M = 0,9$.

1. *Определение поперечного сечения провода первичной обмотки.* При первичном токе $I_{1H} = 1000 \text{ А}$ из табл. П.3.1 выбираем диаметр шины $d_{ш} = 28 \text{ мм}$ [37, 38]. Для разработанного широкодиапазонного ТТ поперечное сечение каждой диаметральной перемычки выбирается равным

$S_{ш} = \frac{\pi d_{ш}^2}{4} = \frac{3,14 \cdot 0,028^2}{4} = 6,2 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$. Для простоты расчета поперечное сечение каждой диаметральной перемычки принимаем в виде полукруга, разделенного изоляционной прокладкой (рис. 4.13) тогда радиус каждого полукруга определяется как: $S_{\Pi} = S_{ш}$

или $\frac{\pi r_{\Pi}^2}{2} = \frac{\pi d_{ш}^2}{4} = 6,2 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$.

Отсюда $r_{II} = \frac{d_{II}}{\sqrt{2}} = 19,9 \cdot 10^{-3} \text{ м} = 19,9 \text{ мм}$.

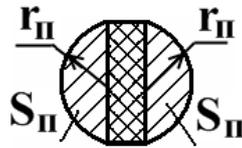


Рис. 4.13. Поперечные сечения токопровода широкодиапазонного ТТ.

Так как кольцевые элементы имеют примерно одинаковый потенциал, то толщину изоляционной прокладки из бакелизированной бумаги достаточно принять, равной 1,0 мм [43].

2. *Определение толщину проходного изолятора (воздушного промежутка между первичной и вторичной обмотками).* Изолятор расположен между коаксиальными цилиндрическими электродами (обмотками) с соответствующими радиусами r_{II} и r_o .

В цилиндрическом изоляторе с однородным диэлектриком напряжение распределяется по толщине изоляции неравномерно. При наивыгоднейшем соотношении радиусов отношение максимальной напряженности к минимальной будет 1:2,72 [43], в то время как желательно было бы иметь по всей толщине диэлектрика одинаковую напряженность.

Из вышеприведенного получаем:

$$r_B = 2,05 \text{ см} \quad r_H = r_B \cdot 2,72 = 2,05 \cdot 2,72 = 5,576 \text{ см}$$

Среднее значение напряженности электрического поля

$$E_{cp} = \frac{U}{r_H - r_B} = \frac{6}{5,576 - 2,05} = 1,7 \text{ кВ/см}$$

$$E_{МАКС} = 1,36 E_{cp} = 1,36 \cdot 1,7 = 2,315 \text{ кВ/см}.$$

Проверяем $2,315 \text{ кВ/см} < 28 \text{ кВ/см}$

Условия выполняется.

Если выбран овальный замкнутый магнитопровод, то длину проходного изолятора находим по формулам параграфа 3.4.

3. *Выбор число витков первичной обмотки.* Для разработанной конструкции оно равно единице, т.е. $w_1 = 1$.

4. *Определение число витков вторичной обмотки:*

$$w_2 = \frac{I_{1H}}{I_{2H}} w_1 = \frac{1000}{5} = 200 .$$

5. *Определение поперечного сечения провода вторичной обмотки.*

Вторичная обмотка в большинстве случаев изготавливается из одножильного медного провода диаметром $d_2 = 1,81 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$ (марка ПБОО). Площадь поперечного сечения провода вторичной обмотки равна:

$$S_2 = \frac{\pi}{4} d_2^2 = \frac{3,14}{4} 1,81^2 \cdot 10^{-6} = 2,57 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2.$$

6. *Цена витка вторичной обмотки:*

$$Ц = \frac{100}{w_2} = \frac{100}{200} = 0,5 .$$

7. *Минимальная вторичная нагрузка*

$$Z_{2н.мин} = 0,25 Z_{2н.ном} = 0,25 \cdot 1,2 = 0,3 \text{ Ом}.$$

8. *Площадь сечения магнитопровода:*

геометрическая

$$S_2 = 0,25 I_{2H} Z_{2ном} / (f w_2 B_{МАКС} \eta_M) = 0,25 \cdot 5 \cdot 1,2 / (50 \cdot 200 \cdot 0,042 \cdot 0,9) = 4 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2$$

действительная

$$S_\mu = S_2 \eta_M = 4 \cdot 10^{-2} \cdot 0,9 = 3,6 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2.$$

9. *Определение размеров сердечника*

Определив поперечное сечение магнитопровода нетрудно найти и его размеры. Внутренний диаметр магнитопровода:

$$r_{вн} = r_n + 2d_{из} + d_{2об} = 5,576 + 2 \cdot 0,3 \text{ см} + 0,181 \text{ см} = 6,357 \text{ см}$$

Теперь определяем наружный диаметр магнитопровода путем сложения внутреннего диаметра магнитопровода и диаметра поперечного сечения круглого магнитопровода, т.е.

$$S_\mu = 3,6 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2$$

Формула для нахождения площади поперечного сечения магнитопровода:

$$S_\mu = \pi r_{нсм}^2$$

Отсюда

$$r_{нсм} = \sqrt{\frac{S_\mu}{\pi}}, \quad r_{нсм} = \sqrt{\frac{0,36 \cdot 10^{-2}}{3,14}} = 0,034 \text{ м} = 3,4 \text{ см}$$

Наружный диаметр магнитопровода:

$$d_n = d_g + d_{ncm} = 6,357 + 6,8 = 13,157 \text{ см}$$

Теперь определяем параметры четырехугольного поперечного сечения магнитопровода:

$$\pi r_{ncm}^2 = h(d_{ncm}) \quad h = \frac{\pi r_{ncm}^2}{d_{ncm}} \quad h = \frac{3,14 \cdot 3,4^2}{6,8} = 5,3 \text{ см}$$

Путем сложения наружного диаметра магнитопровода d_n , толщину два слоя изоляции и диаметра вторичной обмотки $d_{2об}$ получим размер наружного радиуса измерительного ТТ.

$$r_{ИТТ} = d_n + 2 \cdot d_{из} + d_{2об}$$

$$r_{ИТТ} = 13,157 + 2 \cdot 0,3 + 0,181 = 13,938 \approx 14 \text{ см}.$$

К этому результату добавим размер проходного (воздушного) изолятора и получим внутренний радиус полукольцевых элементов

$$r_{БКЭ} = r_{ИТТ} + l_{ПИ} = 14 + 3,526 = 17,526 \text{ см}$$

А наружный радиус полукольцевых элементы

$$r_{НКЭ} = r_{БКЭ} + d_2 = 17,526 + 4,1 = 21,626 \text{ см}$$

10. Определение среднего длина:

магнитного пути

$$l_m = 0,5\pi(d_n + d_g) = 0,5 \cdot 3,14 \cdot (13,157 + 6,357) = 0,5 \cdot 3,14 \cdot 6,8 = 30,6 \text{ см} = 0,306 \text{ м}$$

витка вторичной обмотки

$$l_2 = 2 \cdot [2\Delta_u + h_m + 0,5 \cdot (d_n - d_g) + d_2] = 2[2 \cdot 0,003 + 0,053 + 0,5 \cdot (0,13157 - 0,06357) + 0,00181] = 0,18962 \text{ м}$$

11. Сопротивление вторичной обмотки:

активное

$$r_{2обм} = 2,05 \cdot 10^{-8} \cdot 0,44 \cdot 200 / (2,57 \cdot 10^{-6}) = 0,7 \text{ Ом}$$

индуктивное

$$x_{2обм} = 4 \cdot 10^{-7} \pi f_{ном} w_{2ном}^2 2r_{ncm} \ln(d_n / d_g)$$

$$x_{2обм} = 4 \cdot 10^{-7} \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 200^2 \cdot 2 \cdot 0,034 \ln(13,157 / 6,357) = 0,0539 \text{ Ом}$$

12. Расчет наибольших токовой и угловой погрешностей

Вторичная нагрузка

$$0,3 (Z_{2н ном}) \text{ Ом}$$

Составляющие нагрузки, Ом:

$$\text{активная } R_{20} = Z_H \cos \varphi_2 = 0,24 \quad \text{индуктивная } X_{20} = Z_H \sin \varphi_2 = 0,18$$

Сопротивление ветви вторичного тока

$$Z_2 = \sqrt{(r_{2обм} + R_{20})^2 + (x_{2обм} + X_{20})^2} = 0,97 \text{ Ом}$$

Угол

$$\alpha = \arctg (x_{2обм} + X_{20}) / (r_{2обм} + R_{20}) = 13,96$$

Первичный ток $(I_1 / I_{1ном}) \cdot 100$, % от номинального составляет 120%

$$\text{Первичная МДС } F_1 = F_{1ном} I_1 / I_{1ном} = 2400 \text{ А}$$

$$\text{Вторичный ток } I_2 = I_{2ном} I_1 / I_{1ном} = 5 \cdot 1,2 = 6 \text{ А}$$

$$\text{Вторичная ЭДС } E_2 = I_2 Z_2 = 5,82 \text{ В}$$

Сорт электротехнической стали марки 3411

Из табл. П.3.5 выбираем удельного МДС намагничивания $F_{y0} = 2,77 \text{ А/м}$

$$\text{Полная МДС намагничивания } F_0 = F_{y0} l_m = 0,84 \text{ А/м}$$

Из табл. П.3.3. выбираем угол потерь 27,0

$$\sin(\psi + \alpha) = 0,656 \quad \cos(\psi + \alpha) = 0,755$$

Действительная токовая погрешность определяется по формуле (4.28)

$$\gamma_I = \frac{33,8 l_m z_2^{0,6} I_{2H}^{1,2} \sin(\psi + \alpha_1)}{K_I^{0,4} f^{0,6} \Delta U_{\mu H}^{1,6} S_\mu^{0,6}} 100\% = 0,022 \%$$

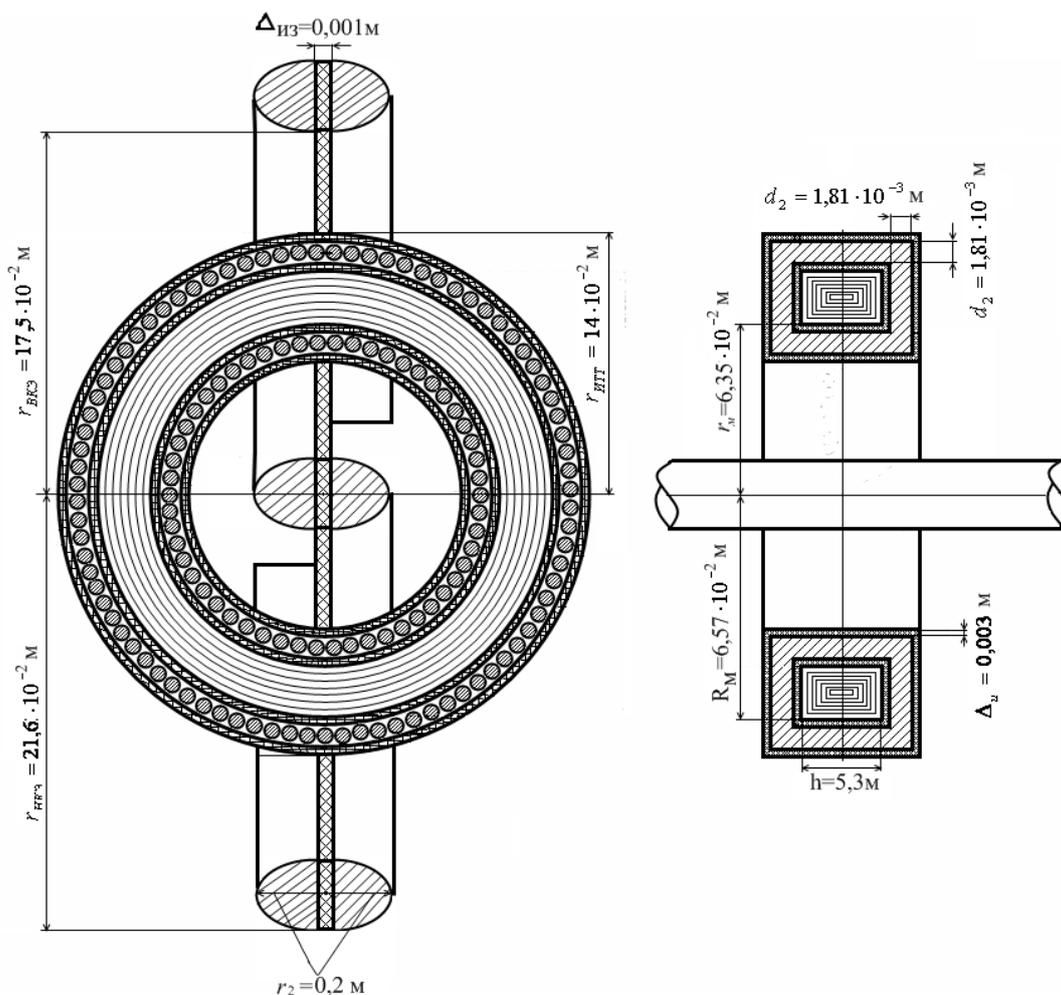
Угловая погрешность по (4.29)

$$\delta_I = \frac{3440 \Delta U_{\mu 0}}{\Delta U_{\mu 1}} \cos(\psi + \alpha_1) = \frac{119332 l_m z_2^{0,6} I_{2H}^{1,2} \cos(\psi + \alpha_1)}{K_I^{0,4} f^{0,6} \Delta U_{\mu H}^{1,6} S_\mu^{0,6}} 100\% = 0,909 \dots'$$

4.6. Основные технические характеристики разработанного широкодиапазонного трансформатора тока

Итогом работы является разработка и практическое применение широкодиапазонного ТТ с расширенными функциональными возможностями и улучшенными динамическими свойствами.

Схематическое изображение экспериментального образца разработанного ТТ с указанием конструктивных размеров показано на рис. 4.14, его общий вид и конструктивные элементы – на рис. 4.15 и 4.16, а место установки на тяговой подстанции – на рис. 4.17.



4.14. Схематическое изображение экспериментального образца разработанного широкодиапазонного ТТ с указанием конструктивных размеров.

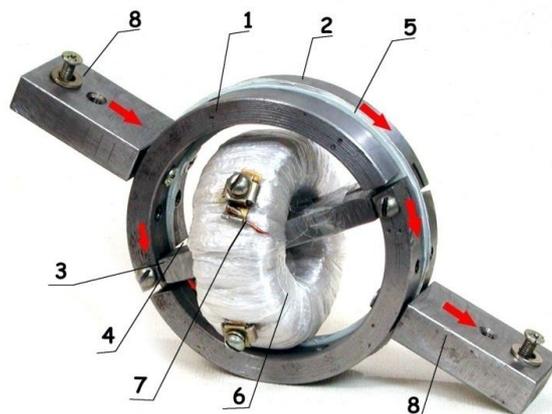


Рис. 4.15. Общий вид разработанного широкодиапазонного ТТ:

1, 2 – кольцевые элементы; 3, 4 – диаметральные перемычки; 5 – изоляция; 6 – ферромагнитный сердечник; 7 – измерительной обмотки; токосъемные выводы.



Рис. 4.16. Конструктивные элементы разработанного широкодиапазонного ТТ.



а



б

Рис. 4.17. Место установки разработанного широкодиапазонного ТТ.

Основные технические данные

Номинальное напряжение, кВ	6
Наибольшее рабочее напряжение, кВ	7,3
Диапазон преобразований, А	$0 \div 10^5$
Номинальный вторичный ток, А	1 или 5
Количество витков первичной обмотки,	1
Количество витков вторичной обмотки,	200
Номинальная вторичная нагрузка с коэффициентом мощности $\cos \varphi = 0,8$, В·А	12
Номинальная частота переменного тока, Гц	50
Статическая характеристика линейная	Практическая
Основная приведенная погрешность, %	$\pm 0,5$
Габариты, см	44×28×22
Масса, кг	Не более 0,5

На рис. 4.18 приведена электрическая схема автоматического регулирования пределов ТТ. Согласно этой схеме при насыщении сердечника ТТ схема управления (на рис.4.18 не показана) автоматически переключает с помощью контактов $K_1 - K_n$ на следующий предел преобразования. Автоматическое регулирование предела преобразования ТТ позволяет регулировать диапазон преобразования ТТ без отключения электроснабжения и демонтажа.

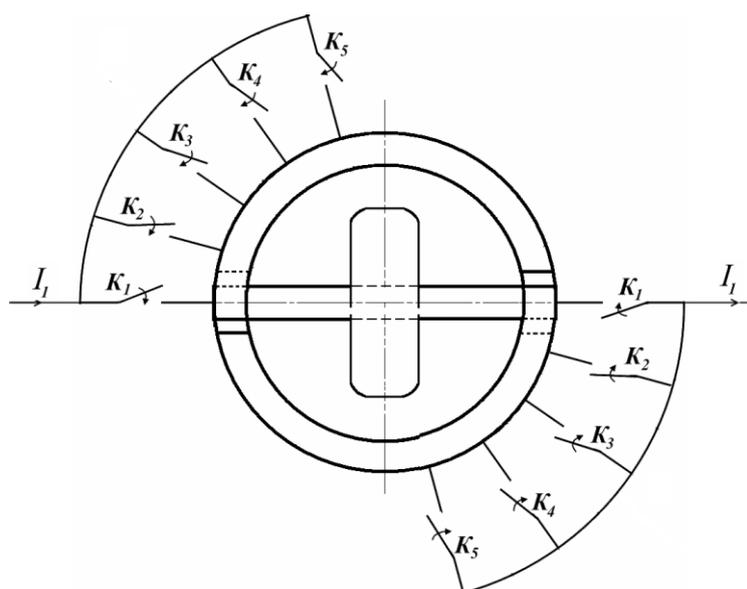


Рис. 4.18. Электрическая схема автоматического регулирования пределов преобразования ТТ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Изучение вопросов преобразования больших переменных токов в электроэнергетических системах и устройствах, в частности в системах управления устройствами электроснабжения железнодорожного транспорта показал, что одним из причин их низкой эффективности являются неудовлетворительные технические характеристики используемых измерительных преобразователей, в частности преобразователей больших переменных токов. Установлено, что для повышения эффективности работы систем управления и контроля необходимо повысить точность и стабильность характеристик преобразования при динамических режимах работы, обеспечить регулирование (широкодиапазонности) диапазона преобразования измерительных преобразователей больших переменных токов.

2. Сравнительный анализ основных характеристик существующих измерительных преобразователей больших переменных токов показал, что наиболее полно требованиям систем управления и контроля отвечает широкодиапазонные ТТ. Предложена классификация способов осуществления широкодиапазонности ТТ. Установлено, что в существующих широкодиапазонных ТТ широкодиапазонность осуществляется в основном регулированием количества витков первичной и вторичной обмоток.

3. Показана целесообразность совместного применения энергоинформационного и морфологического методов поискового проектирования при разработки новых широкодиапазонных ТТ. Установлено, что морфологический синтез широкодиапазонных ТТ по их выбранной структурной схеме позволяет разработать новые ТТ с требуемыми характеристиками без привлечения из автоматизированного банка данных дополнительных физико-технических эффектов, а составление морфологических матриц для каждого физико-технического эффекта параметрической структурной схемы широкодиапазонных ТТ позволяет резко увеличить количество синте-

зируемых вариантов ТТ и в конечном итоге выбрать их конструкции с требуемыми характеристиками.

4. Предложен способ снижения погрешности ТТ от влияния апериодических составляющих первичного тока при их работы в переходных режимах, согласно которому магнитная цепь ТТ разделяется на два ветви: первая состоит из магнитопровода с к.з. витком – электромагнитным экраном, а вторая – магнитопровода с зазором и вторичной обмоткой.

5. Анализ работы разработанных широкодиапазонных ТТ показал, что наиболее полно требованиям систем управления и контроля отвечает ТТ, широкодиапазонность в котором осуществлена путем создания и регулирования противо МДС в первичной цепи. Показано, что они имеют расширенные функциональные возможности, универсальность применения и относительно высокую точность преобразования в переходных режимах.

6. Разработаны математические модели широкодиапазонного ТТ с линейной и нелинейной кривой намагничивания. Установлено, что известный принцип выбора расчетных параметров спрямленной характеристики намагничивания не всегда дает желаемую точность расчета электромагнитных и конструктивных параметров ТТ и предложен новый, согласно которому вторую опорную точку наклонного луча спрямленной характеристики намагничивания необходимо определить на основании заданной допустимой погрешности аппроксимации намагничивания.

7. Получены общее и частное аналитические решения уравнения Пуассона для потенциала электрического поля широкодиапазонного ТТ. Выполнен расчет распределения приложенного напряжения и потенциала электрического поля вдоль поверхности изолятора разработанного широкодиапазонного ТТ. Получено выражение и составлена таблица для расчета геометрических размеров изолятора широкодиапазонного ТТ с учетом электрической прочности материала изолятора и коэффициента запаса прочности.

8. Анализ составляющих вторичного тока в динамическом режиме работы широкодиапазонных ТТ показал, что первый

член представляет собой принужденную синусоидальную составляющую, второй член – свободная апериодическая составляющая, компенсирующие периодическую составляющего вторичного тока. Третья слагаемая является принужденной составляющей, четвертая слагаемая – свободная апериодическая составляющая., компенсирующая третью слагаемую в момент коммутации. Установлено, что знаки второй и четвертой составляющих зависят от соотношения между постоянными времени первичной, вторичной цепей и цепи намагничивания.

9. Выявлено, что основными источниками возможных погрешностей широкодиапазонных ТТ являются несовершенство метода, неточность изготовления и сборки, нестабильность характеристик материала сердечника, частоты тока и параметров нагрузки, а также неблагоприятные внешние условия. На основе анализа полученных аналитических выражений токовой и угловой погрешности установлено, что на точность преобразования широкодиапазонных ТТ наибольшее влияние оказывает нестабильность нагрузки и колебания частоты первичного тока. При этом максимальная приведенная погрешность не превышает $\pm 0,5\%$.

10. Применение разработанного широкодиапазонного ТТ в системах управления устройствами электроснабжение железнодорожного транспорта приводит к повышению точности управления. Экономический эффект от внедрения широкодиапазонного ТТ составляет 5,3 млн. сумов в год.

ИСПОЛЬЗОВАННАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Аксенов Ю.П., Голубев А.В., Завидей В.И. Предприятие «ДИАКС». Контроль технического состояния трансформаторов тока ТФРМ на рабочем напряжении // Энергетик. - М., 2004. - № 3. - С. 29-30.
2. Алиев И.И., Калганова С.К. Электротехнические материалы и изделия. Справочник. - М.: РадиоСофт, 2005. - 352 с.
3. Амиров С.Ф., Атауллаев Н.О., Рустамов Д.Ш. Статистические характеристики магнитомодуляционных датчиков тока//Кимёвий технология. Назорат ва бошқарув. – Т., 2011, №5. - С. 36-41.
4. Амиров С.Ф., Атауллаев Н.О., Рустамов Д.Ш. Линейная динамическая модель магнитомодуляционного датчика тока// Кимёвий технология. Назорат ва бошқарув – Т., 2011, №6. - С.36-42.
5. Амиров С.Ф., Атауллаев Н.О., Рустамов Д.Ш. Нелинейная динамическая модель магнитомодуляционного датчика тока//Кимёвий технология. Назорат ва бошқарув. – Т., 2012, №2. - С.41-46.
6. Амиров С.Ф., Атауллаев Н.О., Рустамов Д.Ш. Погрешности магнитомодуляционных измерительных устройств постоянного тока //Кимёвий технология. Назорат ва бошқарув. - Ташкент, 2012, №4. - С. 17-24.

7. Амиров С.Ф., Балгаев Н.Е. Математические модели магнитных цепей гальваномагнитных датчиков больших токов // Вестник ТашИИТ. - Ташкент, 2010-№4.-С. 32-37.

8. Амиров С.Ф., Балгаев Н.Е. Анализ линейных магнитных цепей гальваномагнитных датчиков больших токов// Кимёвий технология. Назорат ва бошқарув. - Ташкент, 2011 - № 1. - С. 75-80.

9. Амиров С.Ф., Балгаев Н.Е. Исследование динамических характеристик гальваномагнитных датчиков больших токов // Вестник ТашИИТ. - Ташкент, 2010-№ 2. -С. 43-47.

10. Амиров С.Ф., Балгаев Н.Е. Методика расчета нелинейных магнитных цепей датчиков с распределенными параметрами// Кимёвий технология. Назорат ва бошқарув. - Ташкент, 2011 - № 4. - С. 45-49.

11. П.АмировС.Ф., Балгаев Н.Е., Джураева К.К. Магнито-гальванический преобразователь больших токов// Материалы Республиканской научнотехнической конференции с участием зарубежных ученых «Ресурсосберегающие технологии на железнодорожном транспорте». - Ташкент, 2007С. 120-123.

12. Амиров С.Ф., Балгаев Н.Е., Джураева К.К., Шойимов Й.Ю. О магнито-гальванических эффектах, применяемых в преобразователях больших токов // Материалы научно-технической конференции «Проблемы наземных транспортных систем». - Ташкент, 2008. (4-II) - С. 225-228.

13. Амиров С.Ф., Балгаев Н.Е., Хушбоков Б.Х., Даусеитов Е.Б. Широкодиапазонные трансформаторы тока // Вестник Казахской академии транспорта и коммуникаций им. М.Тынышпаева. - Алматы, 2006, -№4. - С. 126-130.

14. Амиров С.Ф., Балгаев Н.Е., Шаропов Ш.А. Исследование магнитных цепей гальваномагнитных датчиков больших токов // Проблемы информатики и энергетики. - Ташкент, 2011. - № 3. - С. 44-50.

15. Амиров С.Ф., Жураева К.К. Способы улучшения эксплуатационных характеристик магнитооптических датчиков тока на эффекте Фарадея // Материаль Всероссийской научно-технической конференции с международным участием/Омский гос. Ун-т путей сообщения. Омск, 2013. С.229-234.

16. Амиров С.Ф., Жураева К.К. Совершенствование гальваномагнитных датчиков тока // Узбекский журнал «Проблемы информатики и энергетики». Ташкент, 2015. - №5. - С. 49-56.

17. Амиров С.Ф., Рустамов Д.Ш. Датчик тока расширенными функциональными возможностями для тягового электроснабжения // Вестник ТашИИТ. - Ташкент, 2016.-№1. -С. 106-110.

18. Амиров С.Ф., Сафаров А.М., Рустамов Д.Ш. Электромагнитный датчик тока для систем управления устройствами тягового электроснабжения // Международный научно-технический журнал «Химическая технология. Контроль и управление» Ташкент 2014. №2. - с.26 - 31.

19. Амиров С.Ф., Сафаров А.М., Хушбоков Б.Х. Преобразователи тока для вторичных систем электроэнергетики // Современное состояние и перспективы развития энергетики: Тез.докл. Международной научнотехнической конференции 18-20 декабря 2006. - Ташкент, 2006. - С. 206-208.

20. Амиров С.Ф., Суллийев А.Х., Балгаев Н.Е. Краткий обзор методов расчета магнитных цепей с распределенными параметрами // Проблемы энерго- и ресурсосбережения. - Ташкент, 2010. - № III.- С. 195-202.

21. Амиров С.Ф., Хушбоков Б.Х. Трансформаторы тока с многовитковым сердечником для защиты // Ресурсосберегающие технологии на железнодорожном транспорте: Тез.докл. Респ. научно-технической конференции с участием зарубежных ученых. 6-7 декабря 2005. В 2-х т. - Ташкент, 2005 . Т.2. - С. 670-673.

22. Амиров С.Ф., Хушбоков Б.Х. Трансформаторы тока с многовитковым сердечником для систем управления // Инновация-2006: Тез.докл. Международной науч.-практ. конф. 26-27 октября 2006. В 2-х т. - Ташкент, 2006. Т.2.-С. 670-673.

23. Амиров С.Ф., Хушбоков Б.Х. Датчики тока с многовитковыми сердечниками // Инновационные технологии в управлении, образовании, промышленности «АСТИНТЕХ-2007». Материалы Всероссийской научной конференции. В 2-х т. - Астрахань, 2007. Т.2. - С. 76-78.

24. Амиров С.Ф., Хушбоков Б.Х. Преобразователь переменного тока в напряжение для систем управления силовыми тяговыми цепями электровозов // По проблемам наземных транспортных систем. Тез.докл. Респ. научнопрактической конференции 17-19 мая 2007. -Ташкент, 2007. -С. 183-186.

25. Амиров С.Ф., Хушбоков Б.Х. Исследование динамических характеристик широкодиапазонного трансформатора тока. // Ресурсосберегающие технологии на железнодорожном транспорте: Сб. науч. тр. Респ. научно-технической конференции с участием зарубежных ученых. 2-3 декабря 2009. - Ташкент, 2009. - С. 72-75.

26. Амиров С.Ф., Хушбоков Б.Х., Балгаев Н.Е. Широкодиапазонные преобразователи тока для систем управления движением поездов // Безопасность движения поездов. Труды VIII Научно-практической конференции. В 2-х ч. - М.: МИИТ, 2007. (4.1) - С. V-2.

27. Амиров С.Ф., Хушбоков Б.Х., Балгаев Н.Е. Вопросы расширения верхнего предела измерения трансформатора тока// Ресурсосберегающие технологии на железнодорожном транспорте: Сб. науч. труд.респ. научно-технической конференции с участием зарубежных ученых. - Ташкент, 2006. - С. 43-44.

28. Амиров С.Ф., Хушбоков Б.Х., Балгаев Н.Е. Многодиапазонные трансформаторы тока // Электротехника. - М., 2009. - №2. - С.61-64.

29. Амиров С.Ф., Хушбоков Б.Х., Кадыров Дж.Ф., Балгаев Н.Е. Трансформаторы тока для работы в переходных режимах // От легендарного Турксиба к стратегической трансевразийской магистрали: Материалы научно-практической конференции, посвященной 75 - летию со дня начала эксплуатации Турксиба, г. Алматы, 31 мая 2006. В 2-х т. - Алматы, 2006. Т.2. -С. 51-55.

30. Амиров С.Ф., Хушбоков Б.Х., Сафаров А.М., Шойимов Й.Ю. Вопросы измерения больших токов на железнодорожном транспорте (особенность, состояние и перспектива) // Вестник ТашИИТ. - Ташкент, 2006. - №2. - С. 88-97.

31. Амиров С.Ф., Хушбоков Б.Х., Шойимов И.Ю. Дистанционные преобразователи больших токов с многовитковыми сердечниками // Вестник ТашИИТ. - Ташкент, 2006. -№1. - С. 162-169.

32. Амиров С.Ф., Шойимов И.Ю., Эль-Амин Мухаммед. Магнитные системы с многовитковыми сердечниками для измерительных преобразователей. // Проблемы информатики и энергетики. - Ташкент, 2000. №3. -С. 23-26.

33. Амиров С.Ф., Шойимов И.Ю. Поискное проектирование датчиков тока для систем автоматического регулирования тяговыми цепями электровозов и тепловозов// Международная научно-практическая конференция «Инновации - 2006»: Сборник научных статей. Ташкент, 2006 - С. 187-189.

34. Амиров С.Ф., Шойимов Й.Ю., Балгаев Н.Е., Шаропов Ш.А. Анализ магнитных цепей датчиков тока с много-

витковыми сердечниками//Кимёвий технология. Назорат ва бошқарув. - Ташкент, 2012, №3. - С.29-33.

35. Амиров С.Ф., Шойимов И.Ю., Очиллов Н.Н. Широкодиапазонные электромагнитные преобразователи больших постоянных токов // Ресурсосберегающие технологии на железнодорожном транспорте: Сб. науч. тр. Респ. научно-технической конференции с участием зарубежных ученых. - Ташкент, 2006. - С. 40-43.

36. Амиров С.Ф., Юлдашев Н.Р., Нуруллаев С.Б. Математические модели широкодиапазонного трансформатора тока // Международный научнотехнический журнал «Химическая технология. Контроль и управление» Ташкент 2015, №6. - с. 33 - 41.

37. Андреев Ю.А., Абрамзон Г.В. Преобразователи тока для измерений без разрыва цепи. - Д.: Энергия, 1979. - 144 с.

38. Афанасьев Ю.В., Адоньев Н.М., Кибель В.М., Сирота И.М., Стогний Б.С. Трансформаторы тока. - Л.: Энергоатомиздат, 1989. -417 с.

39. Атамалян Э.Г. Приборы и методы измерения электрических величин: Учебное пособие. - М.: Дрофа, 2005. - 415 с.

40. Бажанов С.А. Тепловизионный контроль маслонеполненных измерительных трансформаторов // Энергетик. -М., 2005. -№12. - С. 17-20.

41. Бедрицкий И.М. Сравнительный анализ аналитических выражений для аппроксимации кривых намагничивания электротехнических сталей // Электрика - 2011. - №7. - С. 38-40.

42. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники // Электрические цепи. - М.: Гардарики, 2006. - 701 с.

43. Борин В.Н., Гогин А.В., Карасев В.В. и др. Перспективы применения новых материалов для измерительных трансформаторов с элегазовой изоляцией на классы напряжения 110-1150 кВ // VI симпозиум “Электротехника 2010”. - М., 2003. Том 3. - раздел 6.03. - С. 116-120.

44. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. Изд., 13-е, исправленное - М.: Наука. Гл. ред. Физ.-мат. лит., 1986.-544 с.

45. Бурков А.Т., Мухсимов Ш.С. «Совершенствование электротяговой инфраструктуры для высокоскоростной магистрали» Магистерская диссертация, ПГУПС, Санкт-Петербург 2016.

46. Бурков А.Т., Мухсимов Ш.С. «Система тягового электроснабжения 2х25 кВ для высокоскоростных линий» Ташкентский институт инженеров железнодорожного транспорта, Научные труды республиканской научнотехнической конференции с участием зарубежных ученых, Ресурсосберегающие технологии на железнодорожном транспорте. Ташкент 2015.

47. Бурков А.Т. (ПГУПС), Санкт-Петербург, Россия, Мирсайтов М.М., Мухсимов Ш.С., (ТашИИТ), Ташкент. Узбекистан

“Моделирование электротяговой сети железнодорожного электроснабжения и ЭПС высокоскоростной магистрали в Matlab/Simulink”, Санкт-Петербург. 2017 г..

48. ГОСТ 7746-2001. Трансформаторы тока. Общие технические условия. Взамен ГОСТ 7746 - 89. -Введ. 2003-01-01. - М.: Издательство стандартов, 2002. - 11 с.

49. ГОСТ 8.217-2003. Государственная система обеспечения единства измерений. Трансформаторы тока. Методика поверки. - Взамен ГОСТ 8.217 -Введ. 2004-04-01. - М.: Издательство стандартов, 2003 -9с.

50. Гуртовцев А.Л. Измерительные трансформаторы тока. Проблема нижней границы вторичной нагрузки // Новости Электротехники. -М., 2008. -№2(50).-С. 73-82.

51. Джикаев Г.В. Измерительные преобразователи больших переменных токов в электроэнергетике :Автореф. дис.... канд. техн. наук. - Ульяновск, 2004.-28 с.

52. Дьяконов В.П. VisSim+MathCAD+MATLAB визуальное математическое моделирование. -М.: Салон -Пресс, 2004. 230 с.

53. Зарипов М.Ф., Зайнуллин Н.Р., Петрова И.Ю. Энергоинформационный метод научно-технического творчества. - М.: ВНИИПИ ГКНТ, 1988. - 124 с.

54. Жарков Ю.И. и др. Автоматизация систем электроснабжения. Учебник для вузов ж. -д. тр-та / Под ред. Сухопрудский Н.Д. -М.: Транспорт, 1990. - С. 359.

55. Казаков М.К. Измерение больших постоянных токов без разрыва электрической цепи. Ульяновск: УлГТУ, 1997.- 152с.

56. Казанский В.Е. Измерительные преобразователи тока в релейной защите. - М.: Энергия, 1988. - 240 с.

57. Кантовский Ю.Б. Необходимость замены трансформаторов тока на подстанциях с целью обеспечения работы измерительных комплексов учета электроэнергии в требуемом классе точности / Нормирование, анализ и снижение потерь электроэнергии в электрических сетях - 2002.: Информационные материалы международного научно-технического семинара. - М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2002. - С. 1-5.

58. Кузнецов ФД. Техническое обслуживание измерительных трансформаторов тока и напряжения / Под ред. Алексева Б.А. - М.: НЦ ЭНАС, 2004. - 73 с.

59. Новгородцев А.Б. Расчет электрических цепей в MATLAB: Учебный курс. - СПб.: Питер, 2004. - 250 с.

60. Патент РУз. №03316. Многооборотный бесконтактный потенциометр переменного тока / Амиров С.Ф., Турдибеков К.Х., Шойимов И.Ю., Саттаров Х.А., Хушбоков Б.Х. // Расмийахборотнома. - 2007. - №3.

61. Патент РУз. №03591. Устройство для преобразования постоянного тока в переменный / Амиров С.Ф., Халиков А.А., Хушбоков Б.Х., Шойимов Й.Ю., Балгаев Н.Э. // Расмийахборотнома. - 2008. - №2.

62. Патент РУз. №03617. Устройство для бесконтактного измерения токов / Амиров С.Ф., Халиков А.А., Хушбоков Б.Х., Шойимов И.Ю., Балгаев Н.Э. // Расмий ахборотнома. - 2008. - №3.

63. Патент РУз. №03858. Трансформатор тока / Амиров С.Ф., Халиков А.А., Хушбоков Б.Х., Шойимов И.Ю., Балгаев Н.Э. // Расмийахборотнома. - 2009. - №1.

64. Патент РУз № 04185. Преобразователь несимметричности трехфазного тока в напряжение / Амиров С.Ф., Азимов Р.К., Сиддиқов И.Х., Хакимов М.Х., Хушбоков Б.Х., Сагтаров Х.А. // Расмийахборотнома. - 2010. - №6.

65. Патент РУз, UZ № IAP 04475. Преобразователь тока в напряжение / Амиров С.Ф., Азимов Р.К., Сиддиқов И.Х., Хакимов М.Х., Хушбоков Б.Х., Назаров Ф.Д., Рустамов Д.Ш. // Расмийахборотнома. - 2012. - №2.

66. Патент РУз, UZ № IAP 04217. Устройство для преобразования тока / Амиров С.Ф., Сафаров А.М., Турдыбеков К.Х., Рустамов Д.Ш., Хушбоков Б.Х. // Расмийахборотнома. - 2008. - №8.

67. Петрова И.Ю., Козлович А.А. Энерго-информационная модель гальваномагнитных эффектов // Препринт докл. АТН РФ. - Новосибирск, 1997.-45 с.

68. Плахтиев А.М. Бесконтактные ферромагнитные преобразователи с распределенными магнитными параметрами для

систем контроля и управления: Дис. ... докт. техн. наук. - Ташкент: ТашГТУ, 2009. - 499 с.

69. Почаевец В.С, Автоматизированные системы управления устройствами электроснабжения железных дорог. Учебник. - М.: Маршрут, 2003.-318 с.

70. Правила устройства системы тягового электроснабжения железных дорог Российской Федерации. - М.: МПС РФ, 1997. - 78 с.

71. Раскулов Р.Ф. Анализ условий работы измерительных трансформаторов и исследование влияния воздействующих факторов на точностные характеристики трансформаторов в энергосистемах.: Автореф. дис... канд. техн. наук. - М.: , 2004. - 21 с.

72. Сафаров А.М., Амиров С.Ф., Хушбоков Б.Х. Преобразователи тока для вторичных систем электроэнергетики // Сборник трудов Международной научно-технической конференции «Современное состояние и перспективы развития энергетики». - Ташкент, ТашГТУ, 2006. - С. 206-208.

73. Семенко Н.Г., Гамазов Ю.А. Измерительные преобразователи больших электрических токов и их метрологическое обеспечение. - М.: Издательство стандартов, 1984. - 132 с.

74. Сиддигов И.Х. Электромагнитные преобразователи тока в напряжение с плоскими измерительными обмотками для комбинированного управления реактивной мощностью энергосистем: Диссертация ... доктора техн. наук. - Ташкент: Таш-

кентский университет информационных технологий, 2014. - 227 С.

75. Современные трансформаторы производства ОАО «Раменский электротехнический завод «Энергия». Измерительные трансформаторы напряжения и тока 110 - 500 кВ высокого класса точности для АИИС (КУЭ) // Энергетик. - М., 2005. - №8. - С. 52-55

76. Спектор С.А. Измерение больших постоянных токов. JL: Энергия, 1978.- 136 с.

77. Ураксеев М.А., Марченко Д.А. Магнитооптические датчики тока и магнитного поля на эффекте Фарадея// Приборы и системы управления. -М., 1999. -№> 12. - С. 33-36.

78. Фигурнов Е.П. Релейная защита сетей тягового электроснабжения. - М.: Маршрут, 2006. - 272 с.

79. Халилов Н.А., Бедрицкий И.М. К вопросу об аппроксимации кривых намагничивания электротехнических сталей. - Журнал «Известия ВУЗов. Технические науки». - Ташкент, 2002, №4. -С. 33-36.

80. Хушбоков Б.Х. Широкодиапазонные трансформаторы тока для систем управления устройствами электроснабжения железнодорожного транспорта. Дис. ... канд. техн. наук. – Ташкент: ТашГТУ, 2010. - 193 с. ч/

81. Черненко В.А. Исследование установившихся и переходных режимов работы одноступенчатых трансформаторов тока: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. - Киев, 2002. - 28 с.

82. Черников Г.Б., Евликов А.А. Трансформаторы тока в схемах вентильных преобразователей. - М.: Энергия, 2007. - 136 с.

83. Чернин А.Б. Токи намагничивания трансформаторов тока. - Электрические станции - 2003 - № 3. - С. 24 - 27.

84. Amirov S.F., Israilov U.Sh. Sensitivity control method of fiber-optic current sensor on Faraday effect // Международная научно-практическая конференция «Инновация-2013». Сборник научных статей - Ташкент, 2013. - С.304.

85. Amirov S.F., Babanazarova N.K. Magnetic circuit analysis of current transformer with multiple-turn core // European Applied Sciences. #7. - 2016. Stuttgart, Germany. Section 5. Technical Sciences. 23 -26.

86. Amirov S.F., Ataullaev N.O. Performance of Magnetically Modulating Current Sensor // International Journal of Advanced Research in Science, Engineering and Technology. ISSN(Online): 2350 - 0328. Vol. 3, Issue 7, July 2016. - 2337 - 2346.

87. European patent application PCT/CZ/2008/000031. Fluxgate sensor, P. Ripka, M. Butta. Czech patent 299885, 10.11.2008.

88. European patent application. EP 0 867 725 A1. Current sensor. Nana Electronics Co., Ltd. Machida City, Tokyo (Jp).

89. Irish Patent No. 2002/0131. An excitation Circuit for a fluxgate Sensor. S. C. Tang, M. Duffy, P. Ripka, W. G. Hurley. March 15, 2005.

90. U.S. Patent No. 5,621,377. Center Assembly for Measuring Current as a Function of Magnetic Field Gradients. E. Dettmann and V. Loreit. 1997.

91. D. Destefan and J. Ramboz "Advancements in High Current Measurement and Calibration," Presented at NCSL International 2000 Workshop and Symposium July 16-20, 2000, Toronto, Canada.

92. E. Ramsden. Measuring Magnetic Fields with Fluxgate Sensors// Sensors: №11: 87-90.1994.

93. L. Ejsing, M. F. Hansen, A. K. Menon, H. A. Ferreira, D. L. Graham, P. P. Freitas. Planar Hall effect sensor for magnetic micro- and nanobead detection. Appl. Phys. Lett. 84, 4729, 2004.

94. Magnetic Sensors International Data Book. Siemens Aktiengesellschaft, München, Germany, 1995.

Основные соотношения между цепями различной физической природы по энергоинформационной модели цепей

Таблица П.1.1

Обобщенные величины и параметры цепей различной физической природы

Величина и параметр	Физическая цепь					
	электрическая	Магнитная	механическая линейная	механическая угловая	пневмогидравлическая	тепловая
1	2	3	4	5	6	7
Воздействие (напряжение)	ЭДС U_{ε} [В]	МДС $U_{\mu} = I_{\varepsilon} w$ [А]	Механическая сила $U_{мл} = F$ [Н]	Момент вращения $U_{му} = M$ [Н·м]	Разность давления $U_h = P_1 - P_2$ [Па]	Разность температур $U_t = T_1 - T_2$ [К]
Импульс	Потоко-сцепление $P_{\varepsilon} = \Phi w$ [Вб]	Заряд сцепления $P_{\mu} = Q_{\varepsilon} w$ [Кл]	Импульс силы $P_{мл} = \int F dt$ $\left[\frac{\text{Кг} \cdot \text{м}}{\text{с}} \right]$	Импульс момента $P_{му} = \int M dt$	Импульс давления $P_h = \int (P_1 - P_2)$ $\left[\frac{\text{Н} \cdot \text{с}}{\text{м}^2} \right]$	Тепловой импульс $P_T = \int (T_1 - T_2) dt$ [К·с]
Реакция (ток)	Электрический ток $I_{\varepsilon} = \frac{dQ_{\varepsilon}}{dt}$ [А]	Скорость изменения потока $I_{\mu} = \frac{d\Phi}{dt}$ [В]	Линейная скорость $I_{мл} = \frac{dx}{dt}$ $\left[\frac{\text{м}}{\text{с}} \right]$	Угловая скорость $I_{му} = \omega$ $\left[\frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$	Объемный расход жидкости (газа) $I_h = \frac{dV}{dt}$ $\left[\frac{\text{м}^3}{\text{с}} \right]$	Скорость изменения энергии $I_T = \frac{dS_{\varepsilon}}{dt}$ $\left[\frac{\text{Вт}}{\text{с}} \right]$

Продолжение таблицы П.1.1.

1	2	3	4	5	6	7
Заряд	Электрический заряд $Q_э$ [Кл]	Магнитный поток $Q_μ = Φ$ [Вб]	Механические перемещение $Q_{мл} = x$ [м]	Угол поворота $Q_{му} = α$ [рад]	Объем жидкости (газа) $Q_h = V$ [м ³]	Энтропия системы $Q_T = S_э$ [Вт]
Сопротивление	Омическое сопротивление $R_э = ρ_э \frac{l}{S}$ [Ом]	Электрическая проводимость на пути вихревых токов $R_μ = G_э$ [Сим]	Вязкое трение $R_{мл} = R_{вяз}$ $\left[\frac{Н \cdot с}{м} \right]$	Вязкое трение $R_{му} = R_{вяз}$ [Н · м · с]	Потери на трение $R_h = \frac{8πνb}{S^2}$ $\left[\frac{Н \cdot с}{м^5} \right]$	$R_T = \frac{T l}{acρS}$ $\left[\frac{К \cdot с}{Вт} \right]$
Емкость	Электрическая емкость $C_э = ε \frac{S}{l}$ [Ф]	Магнитная проводимость $C_μ = μ \frac{S}{l}$ [Гн]	Податливость $C_{мл} = \frac{l}{ES}$ $\left[\frac{м}{Н} \right]$	Податливость $C_{му} = \frac{l}{Gd}$ $\left[\frac{рад}{Н \cdot м} \right]$	Сжимаемость воздуха $C_h = β_p V$ $\left[\frac{м^5}{Н} \right]$	Энтропия системы к температуре $C_T = \frac{cρSp}{T}$ $\left[\frac{Вт}{К} \right]$
Индуктивность	Электрическая индуктивность $L_э = μ \frac{S}{l} w^2$ [Гн]	Электрическая емкость на пути вихревых токов $L_μ = C_э$ [Ф]	Масса $L_{мл} = m$ [кг]	Момент инерции $L_{му} = J$ [кг · м ²]	Индуктивность среды $L_h = ρ \frac{l}{S}$ $\left[\frac{Н \cdot с^2}{м^5} \right]$	

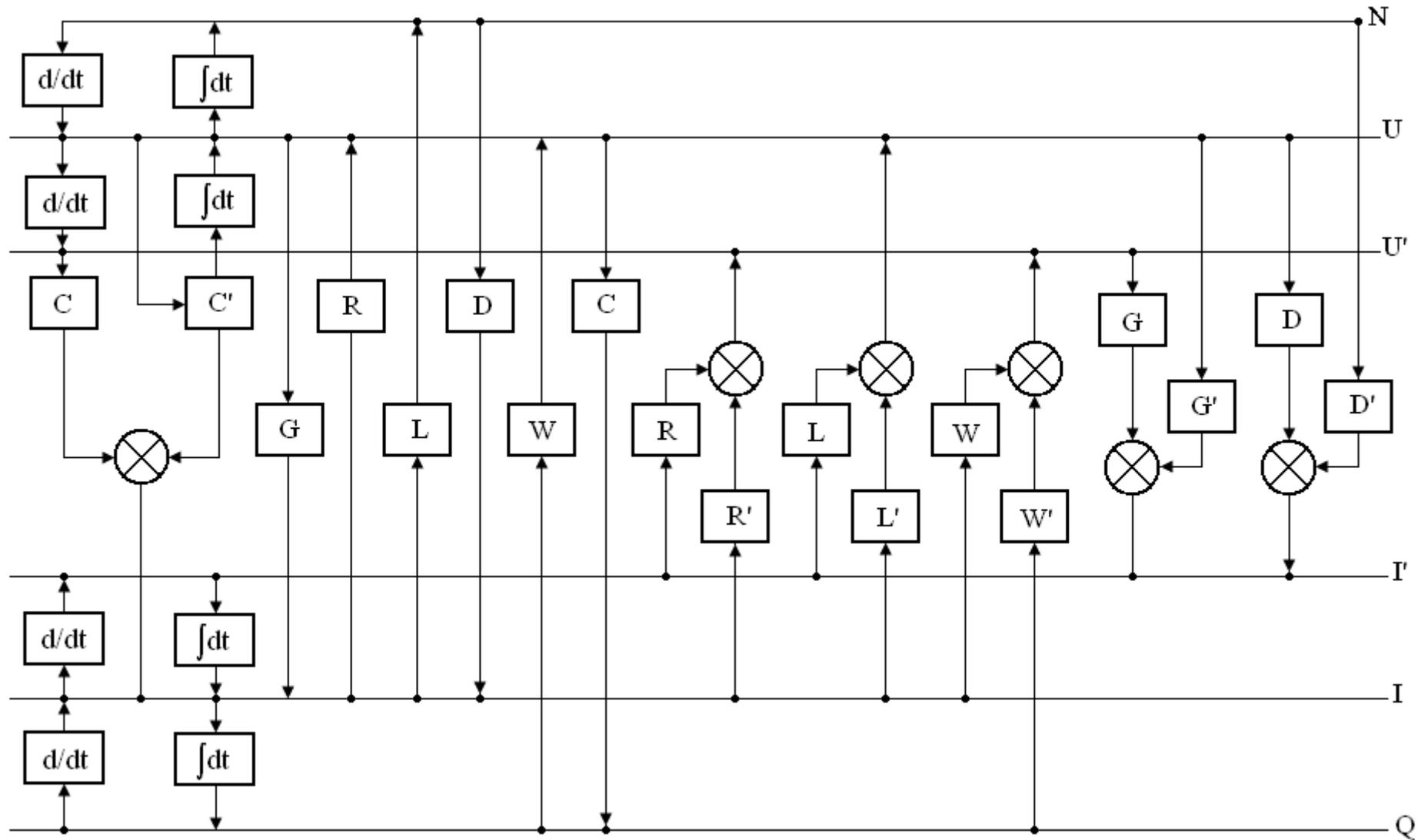


Рис. П. 1.1. Обобщенная топограмма внутренних зависимостей.

Таблица связей между параметрами и величинами цепи

Выход- ная ве- личина	Входные параметры																	
	D'	G'	D	L	\dot{C}	\dot{L}	\dot{R}	C'	R	\dot{W}	\dot{D}	\dot{G}	\dot{L}'	G	R'	C	W	W'
\dot{U}'							I'		i'	I			i'		i		i	\dot{Q}
U'									I'				I'		I		I	Q
\dot{U}				i'		I'	I		i	Q			i		\dot{Q}		\dot{Q}	
U				I'					I				I		Q		Q	
\dot{P}				i		I	Q		\dot{Q}				\dot{Q}					
P				I					Q				Q					
Q								P						P		U		
\dot{Q}					U			P				P		\dot{P}		\dot{U}		
I		P	P					U						U		U'		
i		\dot{P}	\dot{P}		U'			\dot{U}			P	U		\dot{U}		\dot{U}'		
I'	P	U	U					U'						U'				
i'	\dot{P}	\dot{U}	\dot{U}					\dot{U}'			U	U'		\dot{U}'				

Таблица П. 1.3

Таблица связей между входными и выходными величинами цепи

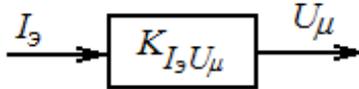
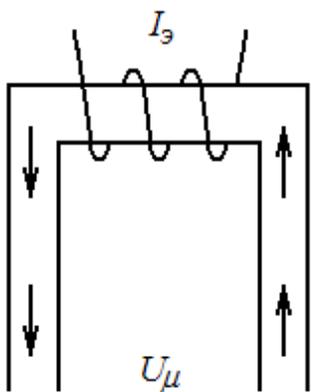
Выходная величина	Входные величины															
	\dot{U}'	U'	\dot{U}	U	t	\dot{N}	E_{Π}	N	P	Q	I	E_K	\dot{Q}	\dot{I}	I'	\dot{I}'
\dot{U}'											\dot{W}		W'	W, R'	\dot{R}	R, L'
U'										W'	W, R'				R, L'	
\dot{U}										\dot{W}	\dot{R}		W, R'	R, L'	\dot{L}'	L
U		t					$\frac{2}{Q}$		$\frac{1}{I}$	W, R'	R, L'				L	
t				$\frac{1}{U'}$	U'			$\frac{1}{U}$		$\frac{1}{I}$	$\frac{1}{I'}$					
\dot{N}										\dot{R}	\dot{L}		R, L'	L		
E_{Π}				$\frac{Q}{2}$					t	U						
N				t	U					R, L'	L	$\frac{2}{I}$				
P				I			$\frac{1}{t}$				U	$\frac{1}{t}$				
Q				C	I		$\frac{2}{U}$	G, C'			t					
I		C		G, C'	I'			D, G'	$\frac{1}{U}$			$\frac{2}{N}$			t	
E_K								I	t		$\frac{N}{2}$					
\dot{Q}			c	\dot{c}		G, C'		G								

i	C	\dot{C}	G, C'	\dot{G}		D, G'		\dot{D}								
I'			G, C'		D, G'				D'							
i'	G, C'		\dot{G}	D, G'		\dot{D}			D'							

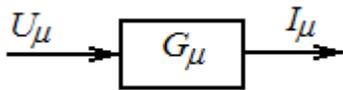
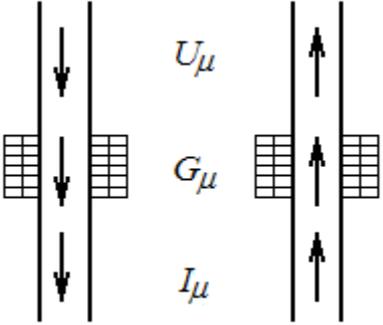
Таблица П.1.4

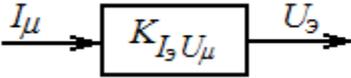
Система критериев энергоинформационной модели цепей

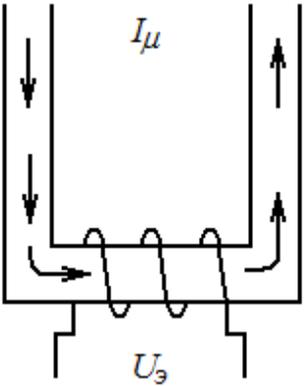
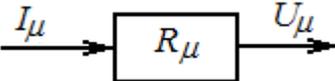
№ п/п	Название критерия	Уравнение
1.	Энергетические	$UI = P$ [Вт]
2.	Статические	$IL = N$ или $ND = I$
		$UC = Q$ или $QW = U$
		$IR = U$ или $UG = I$
		$I'R = U'$ или $U'G = I'$
3.	Динамические	$U = \frac{dN}{dt}$ или $N = \int U dt$
		$I = \frac{dQ}{dt}$ или $Q = \int I dt$
		$U' = \frac{dU}{dt}$ или $U = \int U' dt$
		$I' = \frac{dI}{dt}$ или $I = \int I' dt$
4.	Параметрические (переменные во времени параметры)	$U' = I'R + IR'$ или $I' = U'G + UG'$
		$U = N' = I'L + IL'$ или $I' = N'D + PD' = UD + ND'$
		$U' = Q'W + QW' = IW + QW'$ или $Q' = I = U'C + UC'$
5.	Распределенные в пространстве параметры	$\frac{\partial Q'_x}{dt} = I'_x = C \frac{\partial U}{\partial t}$ или $\frac{\partial I}{dx} = I \frac{\partial U}{\partial t}$

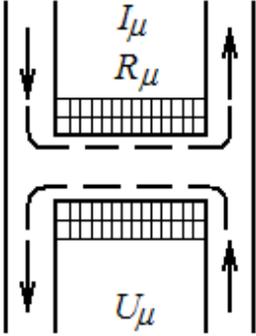
		$\frac{\partial N'_x}{dt} = U'_x = I \frac{\partial I}{\partial t} \text{ или } \frac{\partial U}{dx} = I \frac{\partial I}{\partial t}$
1.	Эффект ампервитков	
2.	$U_\mu = K_{I_3 U_\mu} I_3.$	
3.	$H = \frac{IN}{l}; \quad Hl = U_\mu = I_3 N.$	
4.	$K_{I_3 U_\mu} = N.$	
5.	<p>H – напряженность магнитного поля, А/м;</p> <p>I – сила тока, А;</p> <p>N – число витков;</p> <p>l – длина катушки (силовых линий в области однородного поля), м.</p>	
6.	$N = 1 \div 10^5 \text{ витков.}$	<p>Чувствительность: 10^5 витков;</p> <p>Цена:</p> <p>Надежность: 10^{-6} 1/ч;</p> <p>Погрешность: 10%;</p> <p>Нелинейность: 1%;</p> <p>Диапазон: $0 \div 10$ А.</p>
7.	Кухлинг Х. Справочник по физике. – М., Мир, 1983. 335 с.	
8.		Эффект заключается в том, что вокруг катушки с током образуется магнитное поле, пропорциональное числу витков.

1.	Магнитная емкость	
2.	$Q_{\mu} = C_{\mu} U_{\mu}.$	
3.	<p>Сопротивление магнитному потоку в магнитопроводе определяется:</p> $R_M = \frac{l}{\mu\mu_0 S}; Q_{\mu} = \Phi = \frac{Hl}{R_M} = \frac{\mu\mu_0 S}{l} U_{\mu} = C_{\mu} U_{\mu}.$ <p>Магнитная емкость равна отношению созданного в цепи магнитного потока к действующей магнитодвижущей силе.</p>	
4.	$C_{\mu} = \frac{\mu\mu_0 S}{l}, \text{ Гн.}$	
5.	<p>l_{μ} – длина участка магнитной цепи, м; S – поперечное сечение участка магнитной цепи, м²; μ_0 – магнитная постоянная, Гн/м; μ – относительная магнитная проницаемость; $U_{\mu} = Hl$ - магнитное напряжение - МДС, А.</p>	
6.	<p>$l = 10^{-2} \div 0,4 \text{ м};$ $S = 2,5 \cdot 10^{-5} \div 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ м};$ $\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6} \text{ Гн/м};$ $\mu = 1 \div 5 \cdot 10^4.$</p>	<p>Чувствительность: $1,6 \cdot 10^{-6} \text{ Гн};$ Цена: Надежность: $0,1 \cdot 10^{-6} \text{ 1/ч};$ Погрешность: 1%; Нелинейность: 15%; Диапазон: $\pm(0 \div 160) \text{ А.}$</p>
7.	<p>1. Зарипов М.Ф. Датчики малых угловых скоростей.–Уфа. 1976.– 14 с. 2. Мишин Д.Д. Магнитные материалы. – М., 1981. 3. Прецизионные сплавы. Справочник. – М., Металлург, 1983. С.59-60</p>	
8.	<p>$\rho \rightarrow 0$ $\mu = const$</p>	<p>Магнетоемкостные свойства наиболее сильно проявляются при изготовлении магнитопровода из низко коэрцитивного ферромагнетика с высокими μ и индукцией насыщения (н-р, прецизионные сплавы 50Н, 27 КХ). Низко коэрцитивность обеспечивает малые потери</p>

		энергии в режиме эксплуатации датчиков.
1.	Магнитная проводимость	
2.	$I_{\mu} = G_{\mu} U_{\mu}.$	
3.	$I_{\mu} = \rho_{\vartheta} \frac{l_{\vartheta}}{S_{\vartheta}} U_{\mu} = G_{\mu} U_{\mu}.$	
4.	$G_{\mu} = R_{\vartheta} = \rho_{\vartheta} \frac{l_{\vartheta}}{S_{\vartheta}}.$	
5.	<p>R_{ϑ} – электрическое сопротивление на пути вихревых токов, Ом; удельное электрическое сопротивление материала магнитопровода, Ом·м; l_{ϑ} – средняя длина контура вихревых токов, м; S_{ϑ} – сечение на пути вихревых токов (сечение экрана), м².</p>	
6.	<p>$\rho_{\vartheta} = 10^{-4} \div 10^4$ – для ферритов; $l_{\vartheta} = 10^{-2} \div 0,2$; $S_{\vartheta} = 2,5 \cdot 10^{-3} \div 2,5 \cdot 10^{-5}$.</p>	<p>Чувствительность: $8E-13$ Ом; Цена: Надежность: $1E-6$ 1/ч; Погрешность: 3%; Нелинейность: 1%; Диапазон: $\pm(0 \div 370)$ А.</p>
7.	<p>1. Физический энциклопедический словарь/ Под ред. Прохорова А. М. 1983. 2. Мишин Д.Д. Магнитные материалы. – М., 1981. С. 37, 223.</p>	
8.		<p>Магнитная проводимость магнитопровода определяется электрическим сопротивлением на пути вихревых токов, наводимых при изменении магнитного потока. Магнитопроводные свойства сильно проявляются в магнитопроводе из п/п магнитных материалов (ферритов) с большой μ или из ферромагнита с большими μ, ρ_{ϑ}</p>

		(серый уголь)
1.	Эффект электромагнитной индукции	
2.	$U_{\text{э}} = R_{I_{\mu}U_{\text{э}}} I_{\mu}.$	
3.	$e = -w \frac{d\Phi}{dt}$ – закон электромагнитной индукции (закон Фарадея); $e = U_{\text{э}}; \frac{d\Phi}{dt} = I_{\mu}.$	
4.	$K_{I_{\mu}U_{\text{э}}} = w.$	
5.	e – ЭДС электромагнитной индукции, В; магнитный поток, Вб; w – число витков обмотки.	
6.	$w = 1 \div 10^5.$	Чувствительность: 10^5 витков; Цена: Надежность: $100\text{E}-6$ 1/ч; Погрешность: 0,5%; Нелинейность: 0,5%; Диапазон: $0 \div 0,01$ Вб/с.
7.	Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. М., 1981. С. 226–227	

8.		<p>Явление электромагнитной индукции заключается в том, что в проводящем контуре, находящейся в переменном магнитном поле, возникает индуцированное электрическое поле</p>
1.	Магнитное сопротивление	
2.	$U_{\mu} = R_{\mu} I_{\mu}.$	
3.	$U_{\mu} = \frac{S_{\vartheta}}{\rho_{\vartheta} l_{\vartheta}} I_{\mu} = R_{\mu} I_{\mu}.$	
4.	$R_{\mu} = G_{\vartheta} = \frac{S_{\vartheta}}{\rho_{\vartheta} l_{\vartheta}}.$	
5.	<p>G_{ϑ} – электрическая проводимость на пути вихревых токов, См; – удельное электрическое сопротивление материала магнитопровода, Ом·м; l_{ϑ} – средняя длина контура вихревых токов, м; S_{ϑ} – сечение на пути вихревого тока (сечение экрана), м²;</p>	
6.	<p>$\rho_{\vartheta} = 10^{-8} \div 10^{-6}$ – (для металлических магнитных материалов); $l_{\vartheta} = 10^{-2} \div 0,2$ м; $S_{\vartheta} = 2,5 \cdot 10^{-6} \div 2,5 \cdot 10^{-4}$ м².</p>	<p>Чувствительность: 2,5Е5 См; Цена: Надежность: 1Е–6 1/ч; Погрешность: 3%; Нелинейность: 1%; Диапазон: ±(0 ÷ 1,48·10⁻³) Вб/с.</p>
7.	<p>1. Физический энциклопедический словарь/ Под ред. Прохорова А. М. 1983.</p>	
8.	Магнитное сопротивление магнито–	

	<p> $\mu = \infty$ $\rho_3 = const$ </p> 	<p> провода определяется электрической проводимостью на пути вихревых токов, наводимых изменяющимся магнитным потоком. Свойства магнитосопротивления наиболее сильно выражена в парадиамагнетиках с малым ρ_3 (медь) или в металлических ферромагнетиках с малыми μ и ρ (никель). </p>
--	---	---

Приложение 2

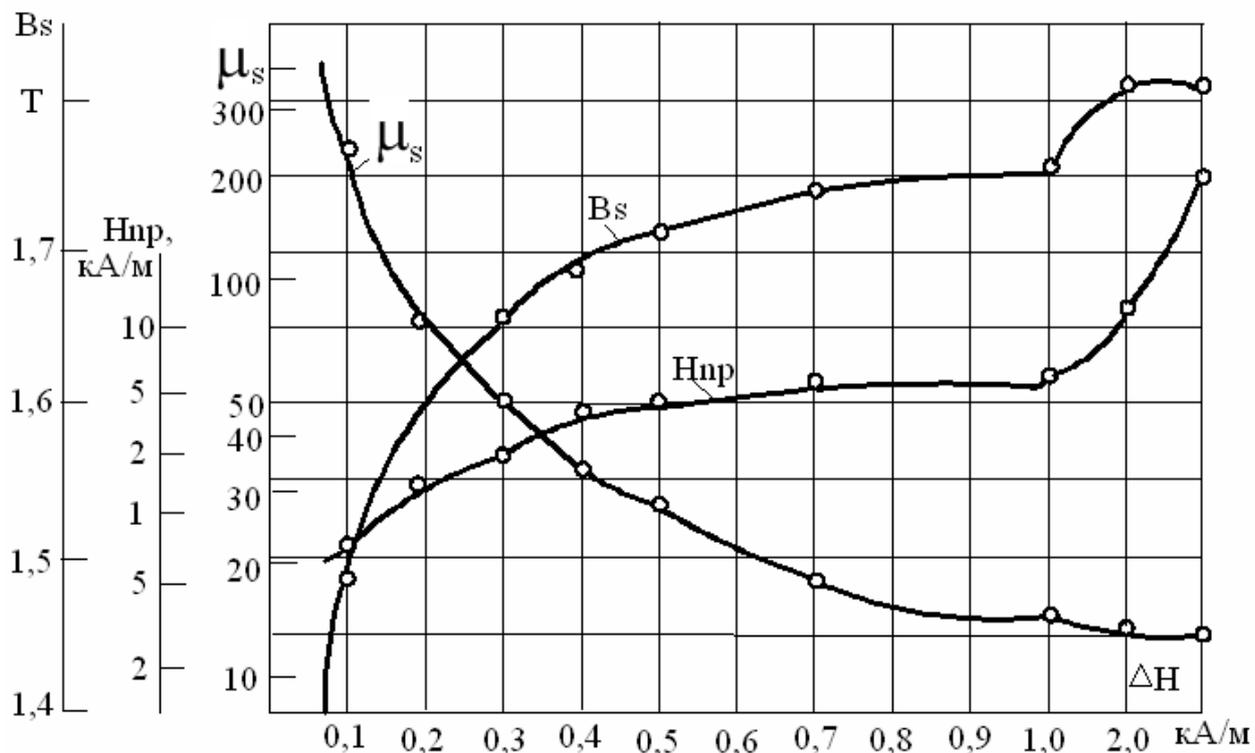


Рис. П. 2.1. Номограммы для определения B_s , μ_s и H_{np}

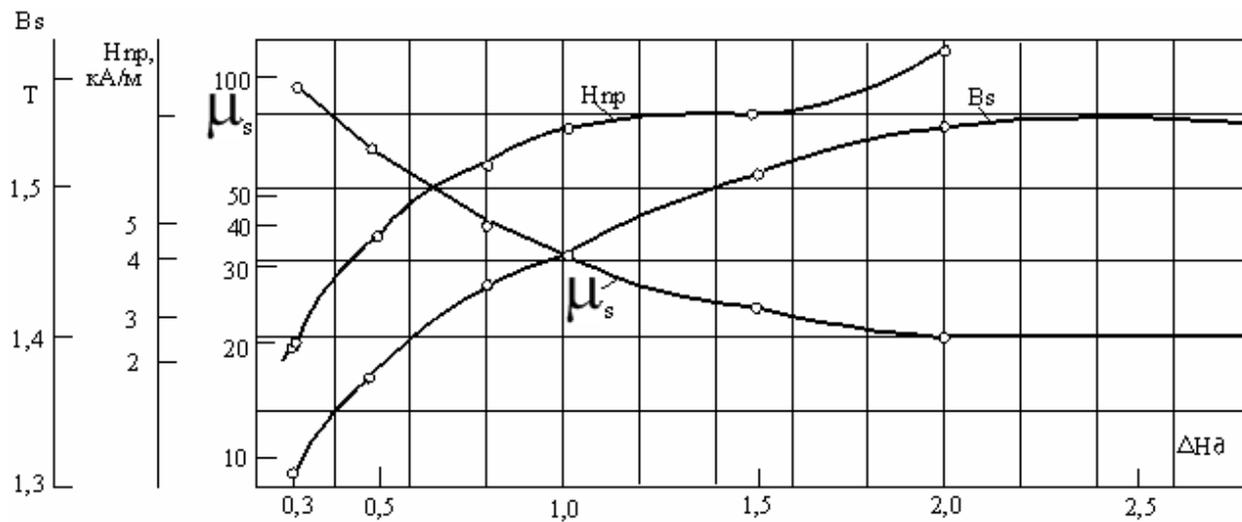


Рис. П. 2.2. Номограммы для определения B_s , μ_s и H_{np}

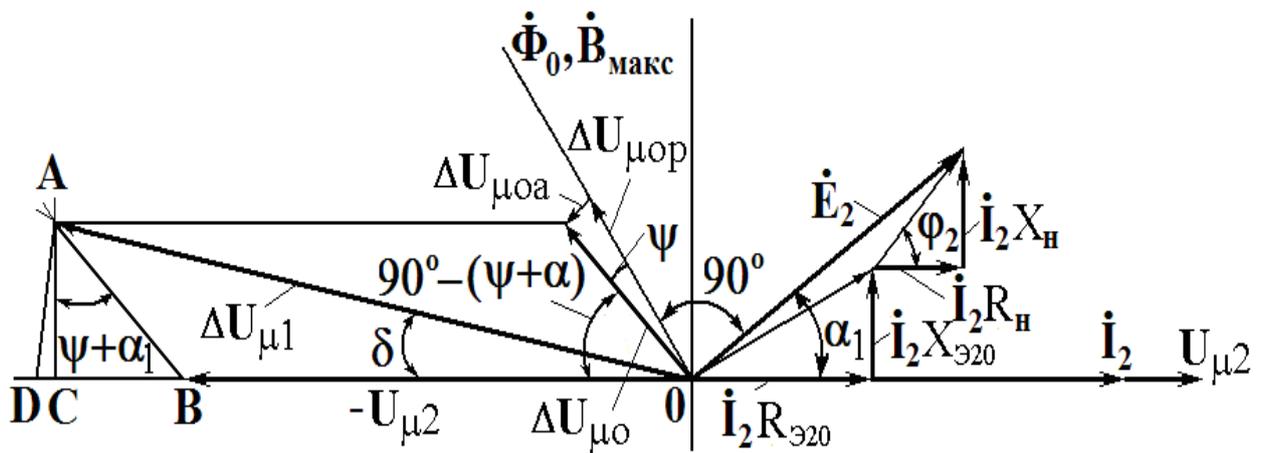


Рис. П. 2.3. Векторная диаграмма трансформатора тока.

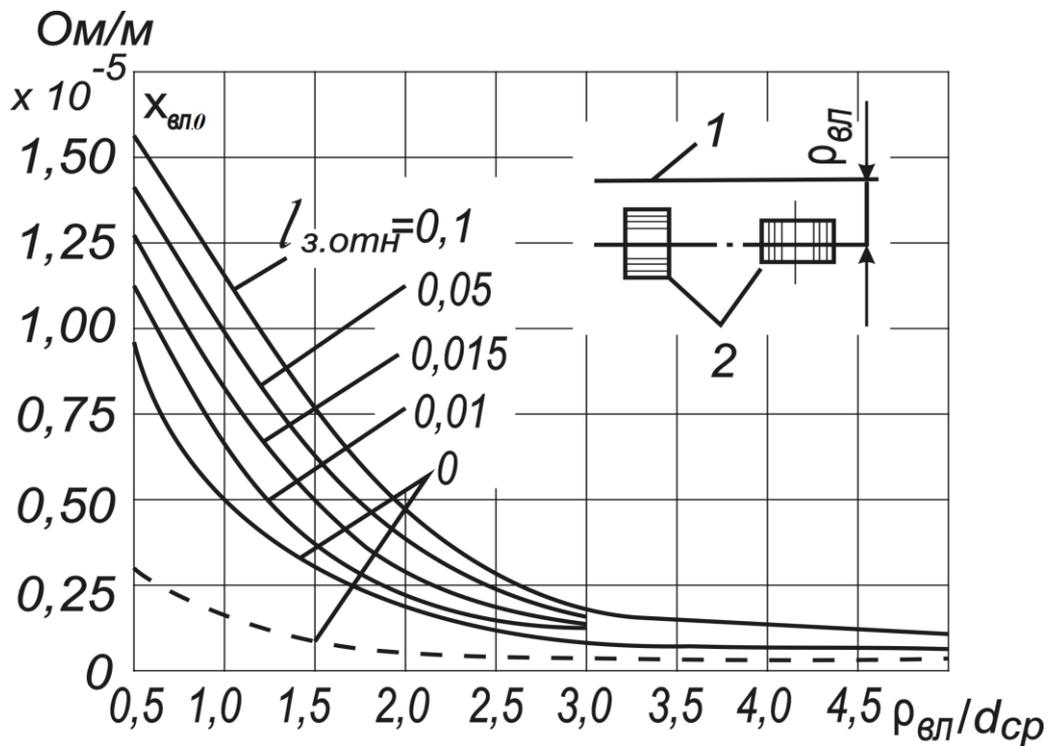


Рис. П. 2.4. Кривые зависимости единичного сопротивления влияния от относительного расстояния до влияющего токопровода.

Приложение 3

Таблица П.3.1.

**Допустимые продолжительные (длительные) токи для
алюминиевые шины круглого сечения при переменном
тока, 50 Гц**

Диаметр, мм	6	7	8	9	12	14	15	16	18	19	20	21	22	25	27	28	30	35	38	40	42	45
Допустимый ток, А	120	150	180	245	320	390	435	475	560	605	650	695	740	885	980	1025	1120	1370	1510	1610	1700	1850

Таблица П. 3.2.

**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	
	Худ- ший сорт ста- ли	Луч- ший сорт стали		Худ- ший сорт стали	Луч- ший сорт стали		Худ- ший сорт стали	Луч- ший сорт стали
1	2	3	4	5	6	7	8	9
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	-

Таблица П. 3.3.

Зависимость угла потерь ψ от индукции $B_{МАКС}$ отожденных магнитопроводов из сталей различных марок при частоте 50 Гц

$B_{МАКС}$, Тл	ψ , ...°			$B_{МАКС}$, Тл	ψ , ...°		
	Худ- ший сорт стали	Сред- ней сорт стали	Худ- ший сорт стали		Луч- ший сорт стали	Сред- ней сорт стали	Худ- ший сорт стали
1	2	3	4	5	6	7	8
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

Таблица П. 3.4.

Зависимость угла потерь ψ от индукции $B_{МАКС}$ отожденных магнитопроводов из сталей различных марок при частоте 50 Гц

$F_{y\delta}$, А/м	Угла потерь ψ , ...°			$F_{y\delta}$, А/м	Угла 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

Таблица П. 3.5.

Начальные участки кривых намагничивания

Марка стали	Выражение $F_{y\delta}$ 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	$58 B_{МАКС}^{0,3}$	$58 B_{МАКС}^{0,4}$	$60 B_{МАКС}^{0,4}$	$60 B_{МАКС}^{0,5}$
1521	$55 B_{МАКС}^{0,64}$			
3411	$23 B_{МАКС}^{0,535}$	$36,2 B_{МАКС}^{0,82}$	$31,4 B_{МАКС}^{0,75}$	$21,8 B_{МАКС}^{0,62}$
3413	$10,2 B_{МАКС}^{0,82}$		$21,5 B_{МАКС}^{0,75}$	

Таблица П.3.6 .

**Длина h в [мм] изоляции широкодиапазонного
ТТ для $U_0 = 27,5$ кВ**

E_s кВ/см	K				
	1	1,5	2	2,5	3
10	27,5	31	55	68,7	82,5
20	13,87	15,5	27,5	34,35	41,25
30	9,17	10,3	18,3	22,9	27,5
40	6,98	7,77	13,87	17,17	20,62
50	5,5	6,2	11	13,7	16,5
60	4,58	5,15	9,15	11,45	13,87
70	3,92	4,44	7,85	9,67	11,8
80	3,49	3,88	6,93	8,58	10,31
90	3,16	4,45	6,1	7,61	9,28
100	2.75	3.1	5.5	6.87	8.25

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
ГЛАВА I. ВОПРОСЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ БОЛЬШИХ ПЕРЕМЕННЫХ ТОКОВ	
1.1. Назначение и условия работы преобразователей больших токов в электроснабжения железнодорожного транспорта	5
1.2. Физические основы измерения больших переменных токов	13
1.3. Сравнительный анализ существующих измеритель- ных преобразователей больших переменных токов	16
1.4. Широкодиапазонные трансформаторы тока.....	34
ГЛАВА II. РАЗРАБОТКА ШИРОКОДИАПАЗОННЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА	
2.1. Поисковое проектирование широкодиапазонных трансформаторов тока	43
2.2. Морфологический анализ и синтез широкодиапа- зонных трансформатора тока по выбранной структурной схеме	47
2.3. Морфологическая матрица физико-технических эф- фектов для синтеза широкодиапазонных трансформато- ров тока.....	51
2.4. Новые широкодиапазонные трансформаторы тока ...	55
ГЛАВА III. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ШИРОКОДИАПАЗОННЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА	
3.1. Математическая модель первичной цепи широкодиа- пазонных трансформаторов тока	68
3.2. Математическая модель широкодиапазонного транс- форматора тока с линейной кривой намагничивания	73
3.3. Математическая модель широкодиапазонного транс- форматора тока с нелинейной кривой намагничивания ...	79
3.4. Математическая модель электрического поля широ- кодиапазонного трансформатора тока	85

ГЛАВА IV. ИССЛЕДОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОДИАПАЗОННЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

4.1. Исследование статических характеристик широко- диапазонных трансформаторов тока	92
4.2. Исследование динамических характеристик широко- диапазонных трансформаторов тока	93
4.3. Погрешность широкодиапазонных трансформаторов тока	102
4.4. Надежность широкодиапазонных трансформаторов тока	115
4.5. Методика инженерного расчета широкодиапазонных трансформаторов тока	118
4.6. Основные технические характеристики разработан- ного широкодиапазонного трансформатора тока	122
Заключение	126
Использованная литература.....	129
Приложения	144

АМИРОВ С.Ф., ХУШБОКОВ Б.Х., МУХСИМОВ Ш.С.

**ШИРОКОДИАПАЗОННЫЕ
ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА ДЛЯ СИСТЕМ
ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ**

(Монография)

Ташкент – «Fan va texnologiya» – 2018

Редактор:	Ш.Кушербаева
Тех. редактор:	А.Мойдинов
Художник:	Д.Азизов
Корректор:	Н.Хасанова
Компьютерная вёрстка:	Н.Рахматуллаева

**E-mail: tipografiyacnt@mail.ru Тел: 245-57-63, 245-61-61.
Изд.лиц. АИ№149, 14.08.09. Разрешено в печать: 27.04.2018.
Формат 60x84 ¹/₁₆. Гарнитура «Times New Roman».
Офсетная печать. Усл. печ.л. 10,5. Изд. печ.л. 10,25.
Тираж 100. Заказ №336.**

**Отпечатано в типографии
«Fan va texnologiyalar Markazining bosmaxonasi».
100066, г. Ташкент, ул. Алмазар, 171.**