федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего профессионального образования
«Ивановский государственный энергетический университет
имени В.И. Ленина»

На правах рукописи



ЯБЛОКОВ АНДРЕЙ АНАТОЛЬЕВИЧ

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРВИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ПОДСТАНЦИИ 110-220 КВ

Специальность 05.14.02 – Электростанции и электроэнергетические системы

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук, доцент
Лебедев В.Д.

ИВАНОВО 2016

Оглавление

ВВЕДЕНИЕ 6
1 Анализ принципов выполнения первичного преобразователя напряжения для цифровой подстанции 18
1.1 Цифровая подстанция 18
1.2 Требования к измерительным трансформаторам напряжения для цифровой подстанции 26
1.3 Оптические трансформаторы напряжения 27
1.4 Индуктивные антирезонансные трансформаторы напряжения 35
1.5 Нетрадиционные трансформаторы напряжения 38
1.6 Выводы по первой главе 49
2 Разработка конструкций, математических моделей, методик расчета и исследование метрологических характеристик трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами 52
2.1 Анализ особенностей трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами 52
2.2 Математические модели и методики расчета каскадного трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов 55
2.2.1 Математические модели каскадов трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами и методика расчета собственных и взаимных индуктивностей их обмоток 55
2.2.2 Методика расчета токов и напряжений в обмотках трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами 69
2.2.3 Гибридная полевая и цепная математическая модель трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами 72
2.2.4 Методы компенсации амплитудной и фазовой погрешностей трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами 74

2.3 Сравнительный анализ вариантов конструкций трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами 76
2.4 Разработка алгоритма нестационарного расчета полевых моделей трансформатора напряжения совместно с внешними электрическими цепями энергетических объектов 82
2.5 Выводы по второй главе 97
3 Исследование антирезонансных свойств трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами 100
4 Разработка математических моделей, методик анализа и исследование тепловых полей и экспериментального образца резистивного делителя напряжения 120
4.1 Принципы создания резистивного делителя напряжения с твердотельной изоляцией 120
4.2 Разработка и исследование экспериментального образца резистивного делителя напряжения 123
4.3 Разработка математических моделей, методик анализа и исследование тепловых полей резистивного делителя напряжения на разработанных математических моделях 128
4.3.1 Расчет тепловых полей в стационарном режиме 128
4.3.2 Расчет тепловых полей в динамическом режиме 141
4.4 Выводы по четвертой главе 145
5 Разработка математических моделей, методик анализа и исследование электромагнитного поля резистивного делителя напряжения 146
5.1 Постановка задачи 146
5.2 Разработка математических моделей и методик расчета токов электрического смещения с учетом токов утечки в изоляции 147
5.2.1 Методика последовательных вычислений с предварительным расчетом частичных емкостей 147
5.2.2 Методика параллельных вычислений через наведенные токи 151
5.3 Исследование резистивного делителя напряжения на разработанных математических моделях 155

5.4 Разработка методов уменьшения амплитудных и фазовых погрешностей резистивного делителя напряжения 158
5.5 Разработка и исследование методов уменьшения напряженности электрического поля центрального (осевого) резистивного делителя напряжения 168
5.6 Выводы по пятой главе 170
Заключение 172
Список литературы 174
Приложения А. Расчет собственных и взаимных индуктивностей каскада трансформатора с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов в программе MATLAB 186
Приложение Б. Расчет влияния соседнего каскада на собственные индуктивности обмоток текущего каскада трансформатора в программе MATLAB 193
Приложение В. Расчет цепи трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов 195
Приложение Г. Расчет электрической цепи трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов в программе Simulink 199
Приложение Д. Описание электрической цепи трансформатора с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов 202
Приложение Е. Реализация алгоритма расчета катушки индуктивности, подключенной к источнику напряжения 204
Приложение Ж. Реализация разработанного алгоритма совместного полевого и цепного расчетов трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами 211
Приложение И. Исследование сходимости решателей COMSOL Multiphysics при совместных полевых и цепных расчетах в динамических режимах 219
Приложение К. Тепловые испытания экспериментального образца первичного преобразователя напряжения 225

Приложение Л. Пример расчета емкостных токов резистивного делителя напряжения 226
Приложение М. Результаты исследований выравнивания потенциала металлическим кольцом 231

ВВЕДЕНИЕ

В.1 Актуальность темы исследования. Инновационное развитие электроэнергетики направлено на создание интеллектуальной электроэнергетической системы с активно-адаптивной сетью [28,41,42,46,51]. Ключевым компонентом активно-адаптивной сети являются подстанции, основанные на интегрированных цифровых системах измерения параметров электроэнергии, управления высоковольтным оборудованием, релейной защиты и автоматики. Доступ к информации, её передача и обработка на такой подстанции производится в цифровом виде, в связи с чем в Положении ОАО «Россети» о единой технической политике в электросетевом комплексе она получила название цифровой.

Принципиальным отличием цифровой подстанции от традиционной является использование цифровых унифицированных интерфейсов сбора и обмена информацией взамен аналоговым [38,57].

Управление оборудованием и режимами работы цифровой подстанции основано на первичных данных, поступающих от измерительных трансформаторов тока и напряжения.

В настоящее время для использования на цифровой подстанции разработаны и внедряются в опытную эксплуатацию трансформаторы тока, работающие на магнитооптическом эффекте Фарадея и имеющие цифровой интерфейс. Однако задача создания трансформаторов напряжения на оптическом эффекте (эффекте Поккельса) широкого промышленного применения остается нерешенной. В работах [63,91] отмечается, что выходной сигнал оптических трансформаторов подвержен влиянию внешних факторов, таких как температура, вибрация и давление, что отрицательно сказывается на погрешности измерений. Также можно предположить значительное влияние на погрешность измерений электрического поля токоведущих элементов соседних фаз и другого оборудования. Мероприятия по компенсации влияния данных факторов на

погрешность измерения трудно реализуемы технически и ведут к удорожанию оптических трансформаторов [67].

На цифровой подстанции могут применяться традиционные электромагнитные трансформаторы напряжения совместно с измерительным объединяющим устройством, выполняющим преобразование аналогового сигнала в цифровой и его передачу в соответствии с протоколом IEC 61850-9.2LE. Оцифровка сигнала в месте установки электромагнитного трансформатора напряжения решает следующие проблемы, связанные с его эксплуатацией:

- обеспечение метрологического класса точности при перегрузках по вторичным цепям [6,15,32,74];
- наличие электромагнитных наводок на вторичные цепи, вносящих дополнительные погрешности в измерения [12,14,59];
- вынос высокого потенциала при аварии с открытого распределительного устройства на щит управления по вторичным цепям [4,33].

Однако, это не решает проблем самих электромагнитных трансформаторов напряжения, ведет к удорожанию реконструкции и необходимости размещения дополнительного оборудования на территории открытого распределительного устройства. Так, большинство электромагнитных трансформаторов напряжения является маслонаполненными, а, соответственно, взрыво- и пожароопасными, они имеют недостаточный частотный диапазон измерений, что накладывает некоторое ограничение на развитие систем релейной защиты, автоматики и методов определения мест повреждений, и не позволяют выполнять измерения постоянного напряжения, что необходимо для систем высоковольтных линий постоянного тока. Кроме того, работа обычных электромагнитных трансформаторов напряжения во время переходных процессов может приводить к возникновению феррорезонансных явлений, которые, в свою очередь, приводят к неправильной работе электроэнергетического оборудования, выходу его из строя, развитию крупных аварий. Возникновение феррорезонанса возможно при наличии емкостных элементов в цепи индуктивного трансформатора напряжения

и связано с насыщением магнитопровода, изменением индуктивности намагничивания трансформатора [1,26,81].

В целях снижения вероятности феррорезонансных явлений в проектные схемы подстанций вносят изменения, используют определенный порядок коммутаций, применяют ограничители перенапряжений [27].

Меры по борьбе с феррорезонансными явлениями изложены в руководстве по защите электрических сетей 6–1150 кВ от грозовых и внутренних перенапряжений (РД 153-34.3-35.125-99), где в качестве одной из основных мер по борьбе с феррорезонансными явлениями предлагается использование антирезонансных трансформаторов напряжения.

Для придания электромагнитным трансформаторам напряжения антирезонансных свойств изготовители либо стремятся выполнить снижение рабочей индукции магнитопровода, либо в качестве поглотителя энергии феррорезонансных колебаний используют толстолистовую конструкционную сталь совместно с электротехнической сталью. Во втором случае добротность колебательного контура снижается, потери энергии с ростом тока при резонансе возрастают, что приводит к снижению амплитуды феррорезонансных колебаний [21].

Однако можно предложить и другое направление в создании антирезонансных трансформаторов напряжения, которое основано на применении в трансформаторах напряжения разомкнутых магнитных сердечников с использованием стержневых магнитопроводов. В этом случае кривая намагничивания магнитной системы трансформатора становится более пологой, что снижает возможность возникновения феррорезонанса, а конструкция самого трансформатора более компактной и удобной для организации внутренней высоковольтной изоляции. Основной сложностью в области исследования и создания трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами является отсутствие методик расчетов, так как расчет конструкции и режимов работы таких трансформаторов напряжения не может быть выполнен стандартными методами, применяемыми для трансформаторов с замкнутым

магнитопроводом. В трансформаторе напряжения с разомкнутым магнитопроводом магнитное поле имеет разветвленное поле рассеяния, а основной магнитный поток только часть своего пути проходит по сердечнику. Использование существующих инженерных методик расчета измерительных трансформаторов, основанных на предположении того, что весь магнитный поток проходит и замыкается по ферромагнитному сердечнику, приводит к существенным погрешностям расчетов.

В связи с этим необходимо разработать математические модели трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами, позволяющие выполнять исследования его электромагнитного поля в установившихся и переходных режимах, и на их основе методики расчета метрологических характеристик и антирезонансных свойств.

Также интерес представляют не подверженные резонансу емкостные и резистивные делители напряжения. Емкостные делители напряжения имеют такие недостатки как неравномерность амплитудно-частотной характеристики, препятствующая достоверному определению процентного содержания высших гармоник в кривой первичного напряжения, что необходимо для анализа качества электроэнергии, не всегда достаточная точность измерений, поскольку высоковольтные конденсаторы на основе различных диэлектриков характеризуются диэлектрическими потерями и имеют существенную зависимость электрической емкости от приложенного напряжения и температуры, невозможность работы на постоянном токе, наличие остаточных зарядов, что приводит к высокой погрешности измерения при их повторном включении в переходных режимах [1,17,64,92].

Резистивные делители лишены указанных недостатков емкостных делителей напряжения. Однако, в настоящее время разрабатываются, исследуются и выпускаются за рубежом резистивные делители напряжения, предназначенные для использования в лабораторных исследованиях или на закрытых распределительных устройствах и имеющие масляную или элегазовую изоляцию. Чтобы сделать резистивные делители напряжения взрыво- и пожаробезопасными

необходимо использовать твердотельную изоляцию. Твердотельная изоляция создает дополнительное тепловое сопротивление, препятствующее отводу тепла от резисторов, что приводит к их нагреву, а, соответственно, возможности их повреждения и снижению точности. С целью уменьшения нагрева необходимо выбирать резисторы с более высоким сопротивлением, однако, это приводит к увеличению влияния токов электрического смещения и токов утечки через изоляцию на точность измерения напряжения.

В связи с этим необходимо разработать математические модели резистивного делителя напряжения, позволяющие выполнять исследования его тепловых и электромагнитных полей в установившихся и переходных режимах, и на их основе выбирать оптимальные параметры резисторов.

Таким образом, актуальным является разработка трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами, не вступающих в опасные феррорезонансные явления, и резистивных делителей напряжения в твердотельной изоляции, предназначенных для эксплуатации на открытых распределительных устройствах, обеспечивающих высокую точность измерений и методик их расчета.

В.2 Степень разработанности темы исследования. Большой вклад в исследование феррорезонансных явлений сделали Дударев Л.Е., Зихерман М.Х., Кадомская К.П., Костромскмй А.А., Лаптев О.И., Лихачев Ф.М., Макаров А.В., Максимов В.М., Миронов Г.А., Панасюк Д.И., Поляков В.С., Рюденберг Р., Селиванов В.Н., Сирота И.М., Фишман В.С., Donel H., Debraux L., Kegel R., Heuck K., Janssens N., Soudack A.C. и т.д. Обобщение результатов исследований в данной области было выполнено международным коллективом исследователей в рамках рабочей группы С4.307 Международного Совета по большим электрическим системам высокого напряжения (CIGRE) в 2014 году [82].

Значительная часть работ в области разработки и исследования резистивных делителей напряжения отражена в публикациях зарубежных авторов [17,18,64,68,69,88-90] в иностранных издательствах. Интерес зарубежных авторов к резистивным делителям напряжения объясняется активным развитием систем

линий постоянного тока (HVDC), в которых необходимо измерение постоянного напряжения для управления преобразователями напряжения.

Вопросами применения измерительных преобразователей совместно с системами релейной защиты и автоматики занимались Арцишевский Я.Л., Дмитриев К.С., Кужеков С.Л., Казанский В.Е., Либерзон Э.М., Стогний Б.С., Циглер Г. и др.

В.3 Целью диссертационной работы является разработка и исследование первичных преобразователей напряжения для цифровой подстанции, обеспечивающих высокую точность измерений и не вступающих в феррорезонансные явления, разработка методик выбора их параметров и методик анализа их характеристик в стационарных и переходных режимах.

В.4 Основные задачи исследования. Для достижения поставленной цели, в работе решаются следующие основные задачи:

1. Анализ принципов выполнения первичного преобразователя напряжения для цифровой подстанции.

2. Разработка математических моделей трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами, предназначенных для исследования переходных процессов нормальных и аварийных режимах.

3. Разработка методики расчета метрологических характеристик трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами.

4. Разработка методики анализа антирезонансных свойств трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами, разработка и исследование на математических моделях конструкций трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами, не вступающих в феррорезонанс и обеспечивающих высокий класс точности.

5. Разработка математических моделей резистивных делителей напряжения, предназначенных для исследования переходных процессов в нормальных и аварийных режимах.

6. Разработка методик анализа тепловых и электромагнитных полей резистивного делителя напряжения, на основе которых возможен расчет

метрологических характеристик данного типа первичных преобразователей, разработка и исследование на математических моделях конструкций резистивных делителей напряжения, обеспечивающих высокий класс точности.

7. Сравнение результатов расчетов, полученных на разработанных математических моделях, с экспериментальными данными.

В.5 Научная новизна работы заключается в том, что:

1. Разработаны гибридные полевые и цепные математические модели трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами для исследования переходных процессов в нормальных и аварийных режимах.

2. Разработаны методики расчета метрологических характеристик и анализа антирезонансных свойств трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами.

3. Разработаны гибридные полевые и цепные математические модели высоковольтных резистивных делителей напряжения для исследования переходных процессов в нормальных и аварийных режимах.

4. Разработаны методики анализа тепловых и электромагнитных полей резистивных делителей напряжения, позволяющие определять их виляние на метрологические характеристики первичных преобразователей.

В.6 Основные методы научных исследований. Решение поставленных задач базировалось на использовании численных методов решения дифференциальных уравнений электромагнитных и тепловых полей в частных производных совместно с методами теории электрических цепей. Экспериментальные исследования выполнены на разработанном и созданном образце резистивного делителя напряжения.

В.7 Достоверность полученных результатов подтверждается их совпадением с экспериментальными данными и совпадением результатов, полученных с применением различных методов расчета и программных комплексов.

В.8 Практическая значимость работы. Разработана конструкция трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами, не вступающая в феррорезонансные явления и обеспечивающая высокий класс точности. Разработаны способы, позволяющие компенсировать амплитудную и фазовую погрешности однофазных трансформаторов напряжения. Результаты данных исследований могут быть использованы заводами-производителями измерительных трансформаторов при проектировании и изготовлении трансформаторов с разомкнутыми магнитопроводами.

Разработанные методики анализа антирезонансных свойств трансформаторов напряжения на основе полевых и цепных моделей могут быть использованы для исследования феррорезонансных явлений в электроэнергетических системах.

Выполненные исследования на созданном экспериментальном образце и на математических моделях позволили разработать конструкции резистивных делителей напряжения, обеспечивающие высокий класс точности.

В.9 Использование результатов работы. Результаты выполненных автором исследований и разработок использованы при создании экспериментального образца цифрового трансформатора напряжения по соглашению №14.574.21.0072 о предоставлении субсидий от 27 июня 2014 года по теме «Разработка и исследование цифровых трансформаторов напряжения 110 кВ, основанных на фундаментальных физических законах с оптоэлектронным интерфейсом для учета электроэнергии в интеллектуальной электроэнергетической системе с активно-адаптивной сетью». Разработанные методики исследования антирезонансных свойств трансформаторов напряжения использованы при выполнении работ по договору оказания услуг по исследованию явлений феррорезонанса на ОРУ-220 кВ для нужд филиала «Костромская ГРЭС» АО «Интер РАО-Электрогенерация» № 8-КОС/005-0066-15 от 03 марта 2015 года.

В.10 Основные научные положения, выносимые на защиту:

1. Гибридные полевые и цепные математические модели трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами для исследования переходных процессов в нормальных и аварийных режимах.

2. Методики расчета метрологических характеристик и анализа антирезонансных свойств трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами.

3. Гибридные полевые и цепные математические модели высоковольтных резистивных делителей напряжения для исследования переходных процессов в нормальных и аварийных режимах.

4. Методики анализа тепловых и электромагнитных полей резистивных делителей напряжения, позволяющие определять метрологические характеристики первичных преобразователей.

5. Результаты разработки, исследования и анализа работы трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами в электроэнергетической системе.

6. Результаты разработки и исследования резистивного делителя напряжения.

В.11 Личный вклад соискателя. Постановка задач, разработка теоретических и методических положений, математических методов, проведение исследований, анализ и обобщение результатов, в том числе и в качестве изобретений. Обсуждение методов решения поставленных задач проводилось с научным руководителем.

В.12 Апробация работы. Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на XV и XIX Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «РАДИОЭЛЕКТРОНИКА, ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭНЕРГЕТИКА» (г. Москва, 2009, 2013); Региональной научно – технической конференции студентов и аспирантов «ЭНЕРГИЯ» (г. Иваново, 2009, 2010 гг.); III Международной научно-технической конференции «Электроэнергетика глазами молодежи» (г. Екатеринбург, 2012); Ярославском энергетическом форуме (г. Ярославль, 2012, 2014 г.); Международной научно-технической конференции «СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ» (XVII Бенардосовские чтения) (г. Иваново, 2013 г.); IV Международной научно-технической конференции «Электроэнергетика глазами молодежи» (г. Новочеркасск, 2013); международном

электроэнергетическом форуме-выставке «Электросетевой комплекс. Инновации. Развитие» (г. Москва, 2013 г.); II Межрегиональной конференции «Энергосбережение и повышение энергетической эффективности в Ивановской области» (г. Иваново, 2013 г.); Всероссийском студенческом форуме (г. Москва, 2013 г.); Международной конференции «Инновационные решения в области качества изготовления и надежности эксплуатации измерительных трансформаторов тока и напряжения» (г. Санкт-Петербург, 2013 г.); Международном научном семинаре им. Ю.Н. Руденко «Методические вопросы исследования надежности больших систем энергетики. Надежность либерализованных систем энергетики» (г. Санкт-Петербург, 2014 г.); International conference on computer technologies in physical and engineering applications (г. Санкт-Петербург, 2014 г.); International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems (г. Томск, 2014 г.); IX и X Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «ЭНЕРГИЯ» (г. Иваново, 2014, 2015 гг.); 5-ой Международной научно-технической конференции «Современные направления развития систем релейной защиты и автоматики энергосистем» (г. Сочи, 2015 г.).

Диссертационная работа была выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (соглашение №14.574.21.0072 о предоставлении субсидий от 27 июня 2014 года по теме «Разработка и исследование цифровых трансформаторов напряжения 110 кВ, основанных на фундаментальных физических законах с оптоэлектронным интерфейсом для учета электроэнергии в интеллектуальной электроэнергетической системе с активно-адаптивной сетью», уникальный идентификатор прикладных научных исследований (проекта) RFMEFI57414X0072).

Результаты диссертационной работа представлялись на конкурсы научно-исследовательских работ и стали победителями и призерами: Всероссийский конкурс научно-исследовательских работ студентов и аспирантов в области технических наук (Почетный диплом лауреата, г. Санкт-Петербург, 2012 г.); конкурс докладов в рамках III Международной научно-технической конференции

«Электроэнергетика глазами молодежи» (Диплом за лучший доклад, г. Екатеринург, 2012 г.); Всероссийский конкурс «Молодежные идеи и проекты, направленные на повышение энергоэффективности и энергосбережение» (Диплом за второе место и медаль, г. Ярославль, 2012 г.); конкурс докладов в рамках 19-ой Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» (Диплом I степени, г. Москва, 2013 г.); Всероссийский конкурсный отбор лучших рацпредложений в сфере энергосбережения и энергоэффективности среди студентов и аспирантов с помощью информационно-коммуникационных технологий «Энергоидея» (Диплом лауреата, г. Москва, 2013 г.); Всероссийский конкурс молодежных научно-исследовательских работ (проектов) в рамках Политехнического молодежного фестиваля науки (Диплом II степени г. Санкт-Петербург, 2013 г.); Всероссийский конкурс инновационных проектов и разработок в сфере умной энергетики «Энергопрорыв» (Диплом победителя, г. Москва, 2013 г.); конкурс в рамках XIV Всероссийской выставки научно-технического творчества молодежи «НТТМ-2014» (Медаль ВВЦ, г. Москва, 2014 г.); конкурс в рамках 63-его Всемирного салона «Брюссель Иннова/Эврика 2014» (Золотая медаль, Бельгия, г. Брюссель, 2014 г.); Всероссийский конкурс молодежных разработок и образовательных инициатив в сфере энергетики в рамках форума ENES 2014 (Диплом I категории, г. Москва, 2014 г.); Всероссийский конкурс «Молодежные идеи и проекты, направленные на повышение энергоэффективности и энергосбережение» (Диплом за первое место и медаль, г. Ярославль, 2014 г.); Всероссийский конкурс научно-технического творчества молодежи «НТТМ-2015» (Диплом призера, г. Москва, 2015); конкурс докладов по тематике СИГРЭ (Диплом за I место, г. Иваново, 2015 г.); конкурс в рамках 43 Международного салона инноваций (Диплом и золотая медаль, г. Женева, 2015 г.).

В.13 Опубликованные работы. Результаты исследований и разработок, проведенных автором, отражены в 26 опубликованных печатных работах, в том числе из них 1 монография, 2 работы – в журнале, рекомендованном ВАК РФ («Вестник ИГЭУ»), и 4 работы – в англоязычных журналах и сборниках,

индексируемых в международной базе данных SCOPUS («Applied Mechanics and Materials», «Proceedings of International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems (MEACS)», «Proceedings of International conference on computer technologies in physical and engineering applications», «IOP Conference Series: Materials Science and Engineering (MSE)»).

Получено 3 патента на полезные модели и свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

В.14 Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы из 93 наименований и 11 приложений. Общий объем диссертации составляет 237 страниц, из них основной текст – 173 страницы, список литературы – 12 страниц, приложения – 52 страниц.

1 АНАЛИЗ ПРИНЦИПОВ ВЫПОЛНЕНИЯ ПЕРВИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ПОДСТАНЦИИ

1.1 Цифровая подстанция

Инновационная концепция развития электроэнергетики предполагает создание подстанций, основанных на интегрированных цифровых системах измерения параметров электроэнергии, управления высоковольтным оборудованием и релейной защиты [2,28,41,42,46,51]. Такие подстанции называются цифровыми [43]. Пилотные проекты цифровых подстанций реализуются в России [29,39,44,56] и за рубежом [11].

Согласно международному стандарту IEC 61850 цифровая подстанция имеет три уровня управления (рисунок 1.1):

1) Полевой уровень, включающий высоковольтное оборудование (силовые трансформаторы, выключатели, разъединители и др.) со встроенными микропроцессорными системами диагностики, измерительные трансформаторы тока и напряжения, устройства сопряжения с шиной процесса (объединяющие устройства или Merging Unit) и шиной станции (выносные модули УСО), шину процесса и другое оборудование, показанное на рисунке 1.1. Под шиной процесса подразумевают единую информационную сеть, соединяющую первичное измерительное оборудование подстанции и подстанционные автоматизированные системы. Информационный обмен по шине процесса осуществляется в соответствии со стандартом IEC 61850-9.2. По шине процесса непрерывно передаются данные, описывающие формы кривых тока и напряжения различных присоединений в реальном времени.

2) Уровень присоединения, включающий терминалы релейной защиты и автоматики, противоаварийную автоматику, устройства определения качества электроэнергии, коммерческого учета электроэнергии, телемеханики, определения мест повреждений и другие устройства подстанционных автоматизированных систем.

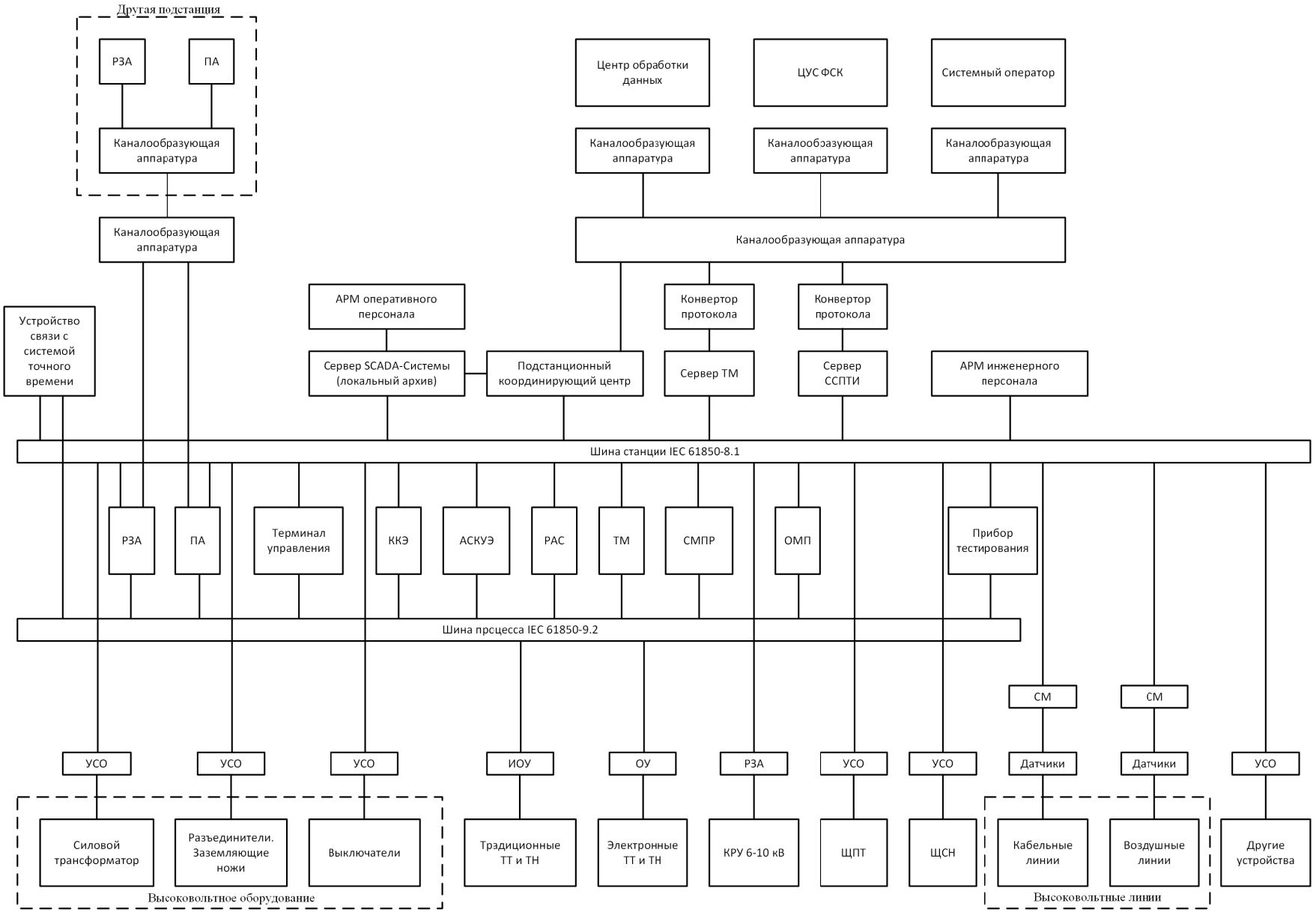


Рисунок 1.1 – Структурная схема цифровой подстанции

3) Уровень подстанции, включающий автоматизированную систему управления технологическим процессом и шину станции. Информация о положениях коммутационного оборудования, состоянии подстанционного оборудования, его параметрах и управляющие команды (дискретная информация) передаются при помощи GOOSE-сообщений по шине станции в соответствии со стандартом IEC 61850-8.1. Дискретная информация о работе оборудования собирается при помощи выносных модулей УСО, установленных в непосредственной близости от высоковольтного оборудования. Управление коммутационными аппаратами также осуществляется при помощи выносных модулей УСО.

Обозначения на рисунке 1.1: УСО – устройство связи с объектом; ИОУ – измерительное объединяющее устройство; ОУ – объединяющее устройство; СМ – система мониторинга; РЗА – релейная защита и автоматика; ПА – противоаварийная автоматика; ККЭ – контроль качества электроэнергии; АСКУЭ – автоматизированная система коммерческого учета электроэнергии; РАС – регистрация аварийных событий; ТМ – телемеханика; СМПР – система мониторинга переходных режимов; ОМП –определение мест повреждений; АРМ – автоматизированное рабочее место; ССПТИ – система сбора и передачи технологической информации.

С целью уменьшения общего количества устройств уровня присоединения компания «ЛИСИС» предложила гибридную систему измерений, управления и релейной защиты на цифровой подстанции на базе программного обеспечения iSAS [24], когда основные функции выполняются централизованным устройством, а наиболее ответственные и критичные функции резервируются отдельными устройствами. При этом программное обеспечение модульной архитектуры iSAS позволяет реализовывать полный спектр архитектурных решений от полной централизации функций систем измерений, управления и релейной защиты в одной серверной системе (рисунок 1.2) до распределения всех функций по отдельным устройствам (рисунок 1.1).

Принципиальным отличием цифровой подстанции от традиционной является использование цифровых унифицированных интерфейсов сбора и обмена информацией взамен аналоговым, что обуславливает следующие особенности цифровой подстанции [38,57]:

1) Сокращение кабельного хозяйства подстанции, расположение преобразователей аналоговых сигналов в цифровые в непосредственной близости с первичным оборудованием.

2) Упрощение микропроцессорных устройств (за счет исключения трактов ввода аналоговых сигналов) и их взаимозаменяемости.

3) Повышение электромагнитной совместимости микропроцессорных устройств и вторичных цепей благодаря переходу на оптические каналы передачи информации, что способствует сокращению погрешности измерения тока и напряжения и исключает возможность выноса высокого потенциала с места короткого замыкания на щит управления по вторичным цепям.

4) Повышение контроля и диагностики оборудования и каналов сбора, передачи информации и управления.

5) Сокращение обслуживающего персонала подстанции.

6) Возможность подключения большого количества устройств, использующих первичную информацию о токах и напряжениях. Использование цифровой технологии передачи данных позволяет решить проблему уменьшения точности измерения при подключении новых потребителей данных к вторичным цепям измерительных трансформаторов тока и напряжения.

7) Уменьшение затрат на проектирование, монтаж и пусконаладку и др.

Важное место как на традиционной, так и на цифровой подстанции занимают измерительные трансформаторы тока и напряжения, передающие первичные данные, на которых основано управление оборудованием и режимами работы подстанции.

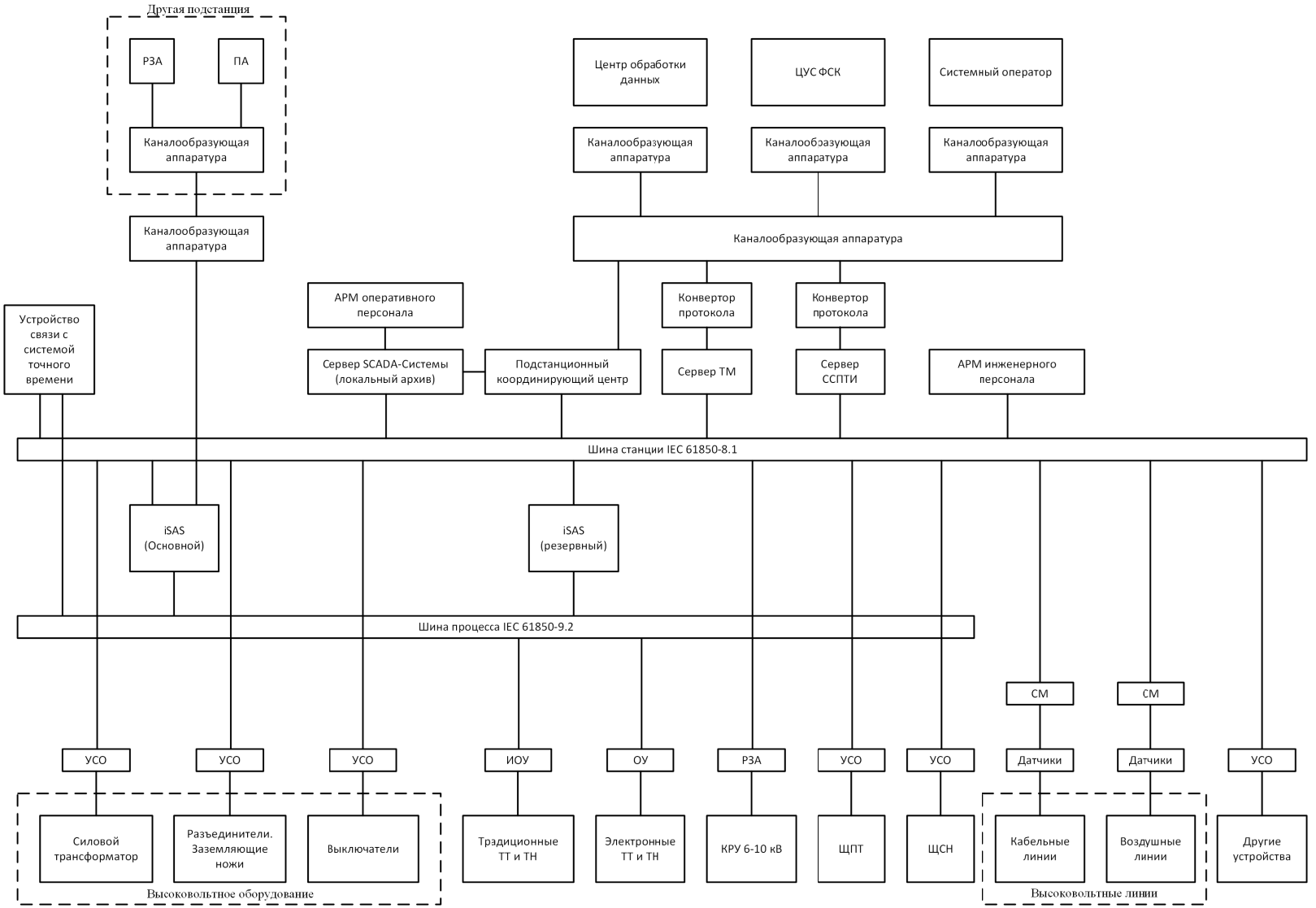


Рисунок 1.2 – Структура цифровой подстанции на базе iSAS

В рамках проектов цифровой подстанции возможны три различных принципа организации передачи информации от первичных измерительных преобразователей тока и напряжения системам релейной защиты и автоматики, коммерческого учета электроэнергии и другим потребителям метрологической информации (рисунок 1.3):

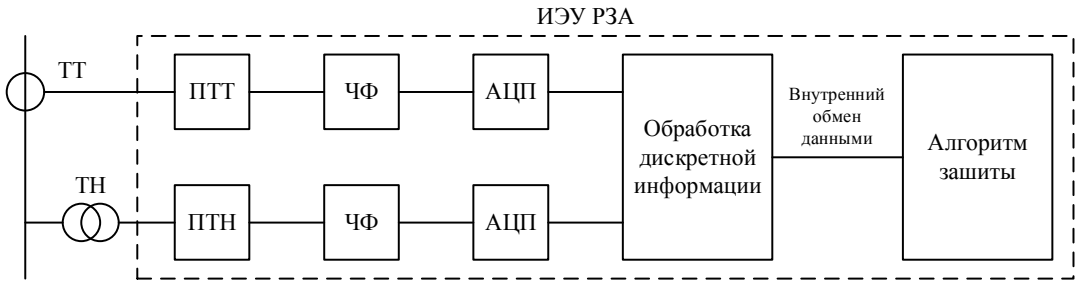
1. Использование традиционных трансформаторов тока и напряжения с измерительными объединяющими устройствами (ИОУ), выполняющими преобразование аналоговых сигналов в цифровые и передающих их на общую шину процесса; устройства релейной защиты и автоматики получают информацию об измеренных токах и напряжениях с общей шины процесса (рисунок 1.3, б).

2. Использование трансформаторов, имеющих цифровой интерфейс (электронных трансформаторов), с объединяющими устройствами (рисунок 1.3, в); устройства релейной защиты и автоматики получают информацию об измеренных токах и напряжениях с общей шины процесса.

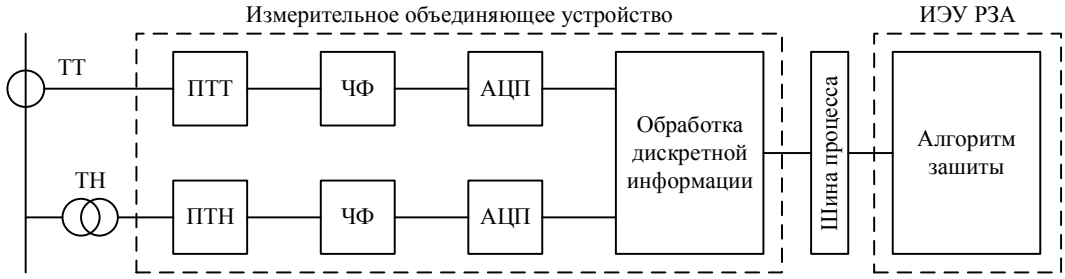
3. Устройства релейной защиты и автоматики получают информацию об измеренных токах и напряжения по отдельной выделенной линии передачи цифровой информации (рисунок 1.3, г).

Преобразование измеренных токов и напряжений в цифровой сигнал непосредственно в месте установки измерительных трансформаторов позволяет исключить дополнительные погрешности, возникающие за счет электромагнитных наводок, использования разделительных трансформаторов при передаче измерений по аналоговым медным кабелям, и вынос высокого потенциала с места короткого замыкания на щит управления.

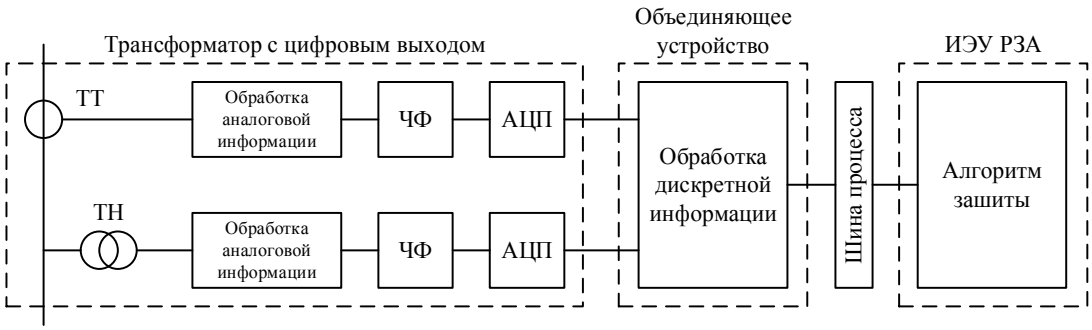
Однако, такое решение, как установка устройств преобразования аналогового сигнала в цифровой совместно с традиционными ТТ и ТН не решает проблемы в полной мере, ведет к удорожанию реконструкции, необходимости размещения дополнительного оборудования на территории открытого распределительного устройства. Возможным решением данной проблемы является использование электронных трансформаторов, имеющих цифровой интерфейс.



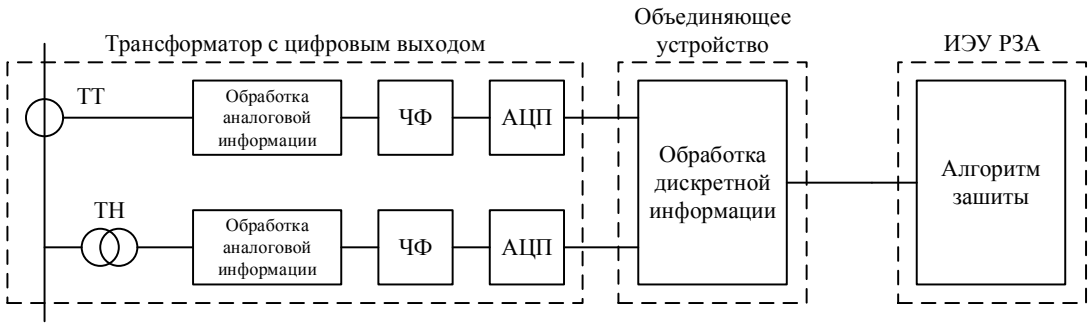
а)



б)



в)



г)

а – традиционная подстанция; б, в, г – цифровая подстанция

ПТТ, ПТН – промежуточные трансформаторы тока и напряжения, соответственно; ЧФ – частотный фильтр; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ИЭУ – интеллектуальное электронное устройство

Рисунок 1.3 – Принципы организации передачи информации от первичных преобразователей тока и напряжения устройствам-потребителям метрологической информации

Применение информационной сетевой технологии в ответственных выходных цепях вызывает у специалистов опасения по надежности и устойчивости функционирования [2]. Решением данной проблемы является прямое подключение трансформаторов тока и напряжения к устройствам релейной защиты и автоматики по цифровым цепям.

Электромагнитные трансформаторы напряжения не обеспечивают свой метрологический класс точности при перегрузках по вторичным цепям [6,15,32,74]. Вторичные цепи аналоговых трансформаторов напряжения подвержены электромагнитным наводкам [12,14,59], что вносит дополнительную погрешность в измерения, и ставит проблему достоверной передачи коммерческих учетных данных с точек учета в базу данных централизованной системы коммерческого учета оптового рынка электроэнергии. Из-за низкого класса точности трансформаторы напряжения не позволяют проводить корректные измерения электроэнергии в точках учета на границе балансовой принадлежности электроустановок генерирующих и сетевых компаний, а также сетевых компаний и потребителей, что приводит к небалансам как мощности, так и электроэнергии. Не исключают они также и выноса высокого потенциала с открытого распределительного устройства на щит управления по вторичным цепям [4,33]. Большинство из них является маслонаполненными, а, соответственно, взрыво- и пожароопасными.

Работа обычных электромагнитных трансформаторов напряжения во время переходных процессов может приводить к возникновению феррорезонансных явлений, которые, в свою очередь, приводят к неправильной работе электроэнергетического оборудования, выходу его из строя, развитию крупных аварий. Возникновение феррорезонанса возможно при наличии емкостных элементов в цепи индуктивного трансформатора напряжения и связано с насыщением магнитопровода, изменением индуктивности намагничивания трансформатора [1,26,81].

Узкий частотный диапазон современных электромагнитных трансформаторов напряжения накладывает некоторое ограничение на развитие систем релейной защиты, автоматики и методов определения мест повреждений.

1.2 Требования к измерительным трансформаторам напряжения для цифровой подстанции

Выполненный анализ вариантов структур цифровой подстанции позволяет сформулировать требования к измерительным трансформаторам напряжения [31]:

1) Цифровые измерительные трансформаторы напряжения должны передавать данные по протоколу IEC 61850-9.2LE.

2) Передача данных от цифровых измерительных трансформаторов напряжения должна осуществляться по оптоволоконным кабелям, соответствующим требованиям IEC 60794.

3) Цифровые измерительные трансформаторы напряжения для синхронизации выборок должны иметь возможность принимать внешний сигнал синхронизации.

4) Цифровой измерительный трансформатор напряжения должен выполнять самодиагностику и при обнаружении неисправности установить флаг о недостоверности данных на цифровом канале.

5) При отказе системы передачи данных цифровой измерительный трансформатор напряжения должен автоматически формировать соответствующий сигнал о неисправности.

6) Первичный преобразователь цифрового трансформатора напряжения должен соответствовать следующим требованиям:

а) высокая точность преобразования напряжения;

б) отсутствие феррорезонансных явлений;

в) возможность подключения к объединяющим устройствам (при использовании на цифровой подстанции) и микропроцессорным терминалам

релейной защиты и автоматики (при использовании на традиционной подстанции);

г) широкий частотный диапазон измерения;

в) взрыво- и пожаробезопасность.

1.3 Оптические трансформаторы напряжения

Концепции интеллектуальной электроэнергетической системы с активно-адаптивной сетью соответствуют разрабатываемые в настоящее время в России и за рубежом оптические трансформаторы напряжения, принцип действия которых основан на эффекте Поккельса [61]. Оптические трансформаторы напряжения не подвержены феррорезонансным явлениям и позволяют измерять напряжение с достаточно высокой точностью во всех режимах работы. К преимуществам оптических трансформаторов также относят отсутствие активной электроники на высоком потенциале [61]. Однако это преимущество не может в полной мере компенсировать их недостатки – выходной сигнал оптических трансформаторов подвержен влиянию внешних факторов, таких как температура, вибрация, давление, что отрицательно сказывается на погрешности измерений, необходимость в лазерном источнике, питающем оптическую систему и делающем всю систему не компактной, а также высокая стоимость. Оптические трансформаторы напряжения экономически оправдывают себя в сетях сверхвысокого и ультравысокого напряжения, когда решение обеспечивающее гальваническую развязку в электромагнитных трансформаторах напряжения обходится очень дорого. Для низкого и высокого напряжения требуется создание более дешёвых измерительных преобразователей. В настоящее время не разработаны и не выпускаются оптические трансформаторы напряжения 6-35 кВ. Еще одним существенным недостатком оптических трансформаторов, отмечаемом в литературе [70,79,87], является значительная задержка измерений, приводящая к угловым погрешностям, которые достигают одного градуса. Также возможно влияние на чувствительные элементы, измеряющие напряженность

электрического поля, соседних токоведущих частей, находящихся под высоким напряжением, которое необходимо исследовать.

Для оценки влияния высоковольтных проводников на точность измерения оптическими преобразователями напряжения были выполнены аналитические расчеты по определению электрического поля в месте их расположения. Анализ влияния токопроводящих элементов выполнялся для типового расположения оборудования на открытом распределительном устройстве подстанции. Для выполнения этих расчетов были приняты следующие допущения: диэлектрическая проницаемость опорной конструкции изолятора трансформатора равна единице, источниками электрического поля являются бесконечные проводники, расположенные в верхней части трансформатора (рисунок 1.4), что позволяет считать поле плоскопараллельным.

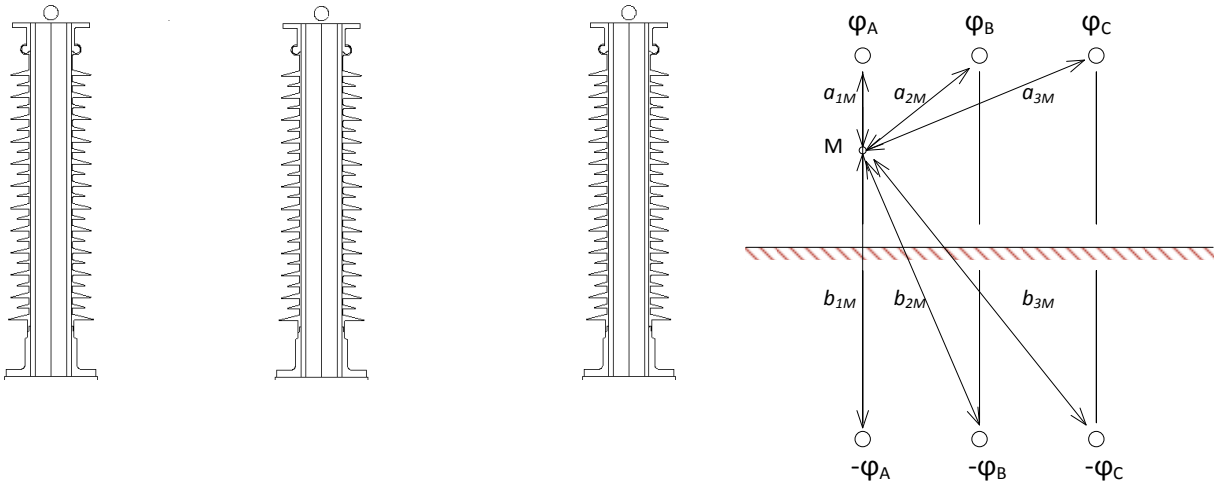


Рисунок 1.4 – Измерительные трансформаторы напряжения (а) и схема замещения (б) для расчета электрического поля чувствительных элементов

С учетом принятых допущений значения напряженностей электрического поля вдоль оси максимальной чувствительности датчика в месте расположения оптических преобразователей можно определить с помощью метода зеркальных изображений, а также на основании постулата Максвелла с условием принятия

диэлектрической проницаемости земли равной бесконечности, по следующей формуле:

$$E_y^M = \sum_{i=1}^{n} E_y^{iM}\ , \tag{1.1}$$

где i – номер проводника, n – количество проводников; E_y^{iM} – проекция напряженности электрического поля, создаваемой i-ым проводником в точке М, на ось электрической чувствительности датчика электрического поля, В/м, и определяемая по формуле:

$$\begin{aligned} &E_y^{1M} = \left|\vec{E}^{1M}\right|;\ E_y^{2M} = \left|\vec{E}^{2M}\right| \cdot \frac{a_{1M}}{a_{2M}};\ E_y^{3M} = \left|\vec{E}^{3M}\right| \cdot \frac{a_{1M}}{a_{3M}};\\ &E_y^{4M} = \left|\vec{E}^{4M}\right|;\ E_y^{5M} = \left|\vec{E}^{5M}\right| \cdot \frac{b_{1M}}{b_{2M}};\ E_y^{6M} = \left|\vec{E}^{6M}\right| \cdot \frac{b_{1M}}{b_{3M}}. \end{aligned} \tag{1.2}$$

где a_{1M}, a_{2M}, a_{3M} – расстояния от соответствующих проводников до точки М, м; b_{1M}, b_{2M}, b_{3M} – расстояния от зеркальных отображений соответствующих проводников до точки М, м.

Модуль напряженности электрического поля проводника бесконечной длины связан с линейной плотностью заряда в соответствии с постулатом Максвелла (теоремой Гаусса):

$$\left|\vec{E}_i\right| = \frac{\tau_i}{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 r_{iM}}, \tag{1.3}$$

где τ_i – линейная плотность заряда проводника, Кл; r – расстояние от i-го проводника до точки М, м; ε – относительная диэлектрическая проницаемость среды; $\varepsilon_0 = 8{,}85419 \cdot 10^{-12}$ Ф/м.

Заряды проводников определяются путем решения системы уравнений, относящейся к группе уравнений Максвелла:

$$\begin{cases} \tau_1 = \beta_{11}\varphi_1 + \beta_{12}\varphi_2 + \beta_{13}\varphi_3; \\ \tau_2 = \beta_{21}\varphi_1 + \beta_{22}\varphi_2 + \beta_{23}\varphi_3; \text{ или } [\tau] = [\beta]\cdot[\varphi], \\ \tau_3 = \beta_{31}\varphi_1 + \beta_{32}\varphi_2 + \beta_{33}\varphi_3, \end{cases} \quad (1.4)$$

где φ – потенциал проводника, В; β_{11}, β_{12},…, β_{33} – емкостные коэффициенты, которые могут быть определены через потенциальные коэффициенты α_{11}, α_{12},…, α_{33}:

$$[\beta] = [\alpha]^{-1}. \quad (1.5)$$

Потенциальные коэффициенты могут быть определены на основе метода зеркальных изображений [1]:

$$\alpha_{km} = \frac{1}{2\pi\varepsilon\varepsilon_0}\ln\frac{b_{km}}{a_{km}}, \ \alpha_{kk} = \frac{1}{2\pi\varepsilon\varepsilon_0}\ln\frac{2\cdot h}{r}, \quad (1.6)$$

где h – расстояние от проводника до поверхности земли, м; r – радиус проводника, м.

Исследования по приведенным выше формулам показывают, что наибольшее влияние на чувствительные элементы самого трансформатора будут оказывать токопроводы ошиновки, находящиеся под высоким напряжением как собственной фазы, на которой измеряется напряжение, так и соседних фаз.

Расчеты, выполненные по приведенным выше аналитическим формулам, показывают, что уровень наводок от соседних фаз достаточно высок и достигает 10% от величины полезного сигнала.

Более детальное исследование необходимо выполнить на основе двухмерных и трехмерных полевых математических моделей с учетом диэлектрической проницаемости элементов конструкции оптического трансформатора напряжения.

Расчет электростатического поля выполним путем решения уравнения Лапласа:

$$-\nabla \cdot \varepsilon_0 \varepsilon_r \nabla \varphi = 0 \qquad (1.7)$$

с граничными условиями:

$\varphi = 0$ – для земли и границ на «бесконечных» элементах, (1.8)

$\vec{n} \cdot \left(\vec{D}_1 - \vec{D}_2 \right) = 0$ – для внутренних границ, (1.9)

$\varphi = \varphi_0$ – для токопроводов и частей под потенциалом токопровода. (1.10)

Открытые границы смоделированы «бесконечными» элементами [93].

Выбранная и обоснованная сетка разработанной модели, состоящая из 309000 конечных элементов показана на рисунке 1.5.

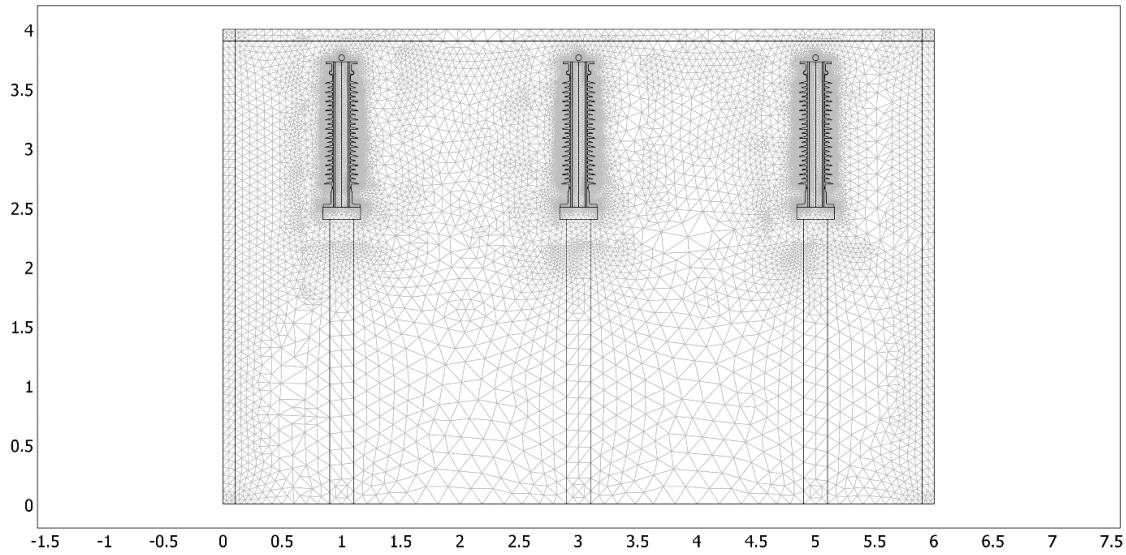


Рисунок 1.5 – Сетка конечных элементов модели

Расхождение между результатами моделирования и результатами расчета по аналитическим формулам не превысило 0,25% (рисунок 1.6). Учет диэлектрической проницаемости элементов конструкции оптического трансформатора напряжения оказывает существенное влияние на результаты моделирования (рисунок 1.7).

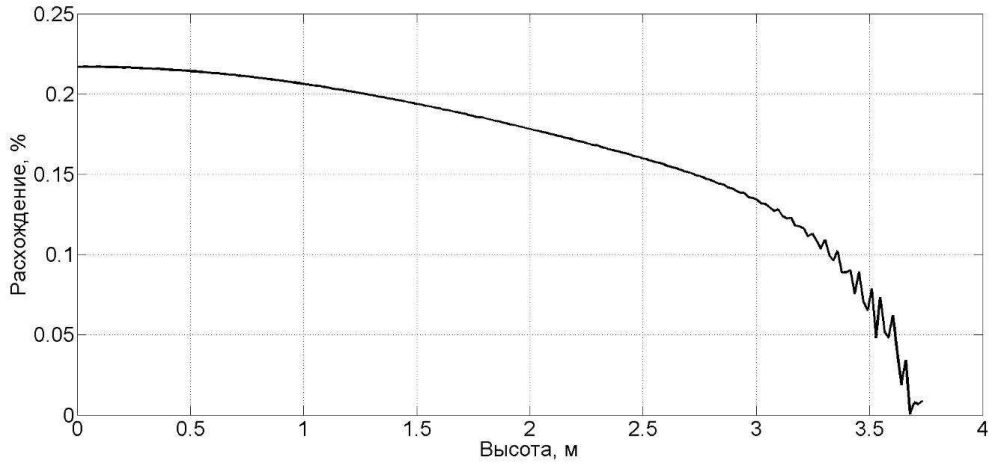
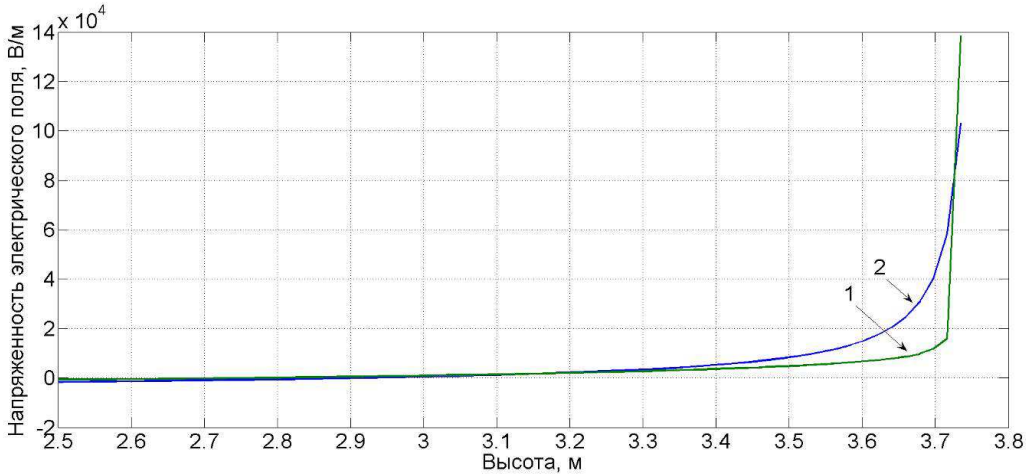


Рисунок 1.6 – Расхождение результатов расчета напряженности электрического поля на двухмерной математической модели с результатами расчета по аналитическим формулам



1 – напряженность, рассчитанная на двухмерной математической модели с учетом диэлектрической проницаемости элементов конструкции оптического трансформатора напряжения; 2 – напряженность, рассчитанная по аналитическим формулам

Рисунок 1.7 – Напряженность электрического поля вдоль оси трансформатора

Результаты расчета модели с учетом диэлектрической проницаемости элементов конструкции оптического трансформатора напряжения (рисунки 1.8 и 1.9) показывают, что влияние соседней фазы на распределение напряженности внутри трансформатора достигает 12%.

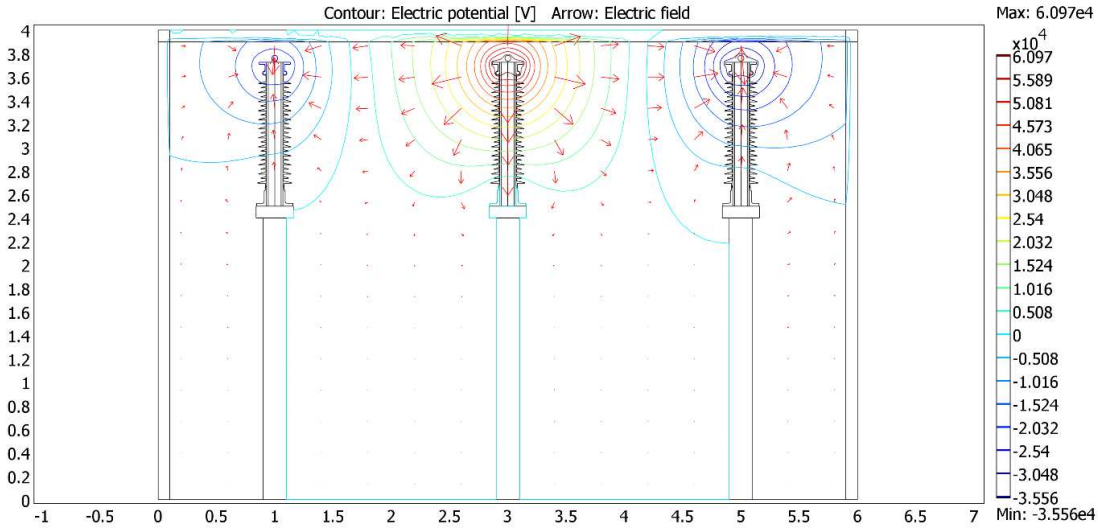
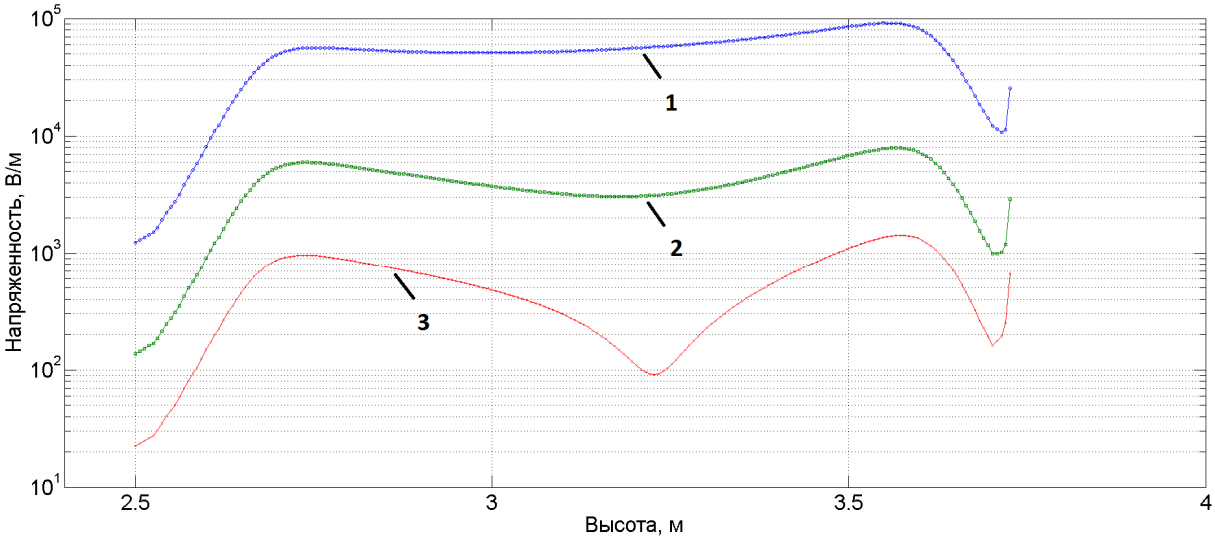


Рисунок 1.8 – Распределение электрического потенциала (контуры) и электрическое поле (стрелки)



1 – трансформатор фазы А; 2 – трансформатор фазы В; 3 – трансформатор фазы С

Рисунок 1.9 – Распределение напряженности электрического поля вдоль осей трансформаторов напряжения ($U_{фазыА}=U_{ном.}$, $U_{фазыВ}=0$, $U_{фазыС}=0$)

В таблице 1.1 приведены результаты исследования зависимости погрешности оптических трансформаторов напряжения от количества и расположения ячеек Поккельса, возникающей за счет наводок от соседних фаз.

Таблица 1.1 – Зависимость погрешности оптических трансформаторов напряжения от количества и расположения ячеек Поккельса

Количество ячеек	Расположение ячеек*	Амплитудная погрешность, %	Фазовая погрешность, град.
1	Верх 1	5,929	3,134
	Верх 2	2,596	1,586
	Центр	3,392	2,046
	Низ 2	3,841	2,257
	Низ 1	4,106	2,377
2	Верх 1, Центр	4,487	2,420
	Верх 1, Низ 1	5,713	3,031
	Центр, Низ 1	3,469	2,082
	Верх 2, Центр	2,827	1,718
	Верх 2, Низ 2	2,879	1,736
	Центр, Низ 2	3,580	2,134
3	Верх 1, Центр, Низ 1	4,330	2,342
	Верх 2, Центр, Низ 2	3,002	1,810
5	Верх 1, Верх 2, Центр, Низ 2, Низ 1	1,986	1,110

*Верх 1 подразумевает высоту расположения ячейки 1,113 м от уровня опоры; Верх 2 – 0,863 м; Центр – 0,613 м; Низ 2 – 0,363 м; Низ 1 – 0,113 м

Соседние токопроводы оказывают значительное влияние на распределение напряженности электрического поля внутри трансформатора (рисунок 1.7, таблица 1.1), что позволяет сделать вывод о высокой погрешности измерений, производимых при помощи оптических трансформаторов напряжения с малым числом (используемым в существующих оптических трансформаторах

напряжения [47, с. 11]) точечных измерительных элементов (ячеек Поккельса), основанных на измерении напряженности электрического поля.

Снижение влияния наводок на точность измерений можно осуществить за счет:

- использования металлических экранов с достаточными изоляционными промежутками;
- применения материалов с высокой диэлектрической проницаемостью [58];
- алгоритмической обработки сигналов с учетом напряжения на соседних фазах.

Все указанные решения не могут в полной мере исключить описанные недостатки, так как трудно реализуемы технически.

Следует отметить, что в классических электромагнитных и емкостных трансформаторах данной проблемы не существует, так как электрическое поле формируется делителем напряжения сформированным отдельными каскадами трансформаторов в электромагнитных трансформаторах, либо последовательно соединенными конденсаторами в емкостных трансформаторах с токами существенно превосходящими токи электрического смещения в изоляции, влияющими на погрешность измерений.

Таким образом, наиболее перспективными первичными преобразователями цифрового трансформатора напряжения являются делители напряжения и трансформаторы напряжения с разомкнутыми магнитопроводами, анализ которых приведен в следующих разделах диссертации.

1.3 Индуктивные антирезонансные трансформаторы напряжения

Наибольшее распространение получили электромагнитные трансформаторы напряжения благодаря наиболее высокой точности. Однако они не лишены недостатков, одним из которых является вступление в феррорезонанс.

Для предотвращения феррорезонансных явлений разработаны различные меры как технического, так и организационного характера. Технические меры, в основном, направлены на демпфирование возникших резонансных колебаний. В этом случае, борются не с причиной, а со следствием. В руководстве по защите электрических сетей 6-1150 кВ от грозовых и внутренних перенапряжений (РД 153-34.3-35.129-99) в качестве одной из основных мер по борьбе с феррорезонансными явлениями предлагается использование антирезонансных трансформаторов напряжения.

Чтобы сделать высоковольтный индуктивный трансформатор антирезонасным изготовители:

1) снижают рабочую индукцию магнитопровода [22];
2) повышают потери в первичной обмотке путем увеличения активного сопротивление (НАМИ-110) [21,22,26,27];
3) повышают потери в стали магнитопровода путем использования толстолистовой конструкционной стали (НАМИ 220-500) [26, 27];
4) изменяют схемы соединения обмоток трехфазных ТН [22].

Трансформаторы НАМИ 110-500 кВ (рисунок 1.10) выполняют по каскадному принципу, каждая ступень каскада имеет свой магнитопровод. Сопротивление первичной обмотки антирезонансных трансформаторов напряжения типа НАМИ-110 в 4 раза больше по сравнению с обычным трансформаторов типа НКФ-110 [21,22,26,27]. Увеличение сопротивления помогает подавить субгармонический ферроерзонанс на частоте 16,6 Гц, возникающий на одной фазе при ее обрыве на транзитной линии. Энергия в феррорезонансный контур в этом случае поступает через междуфазные емкости проводов. Недостаток такого типа трансформатора очевиден: увеличение сопротивления первичной обмотки выполняется за счет уменьшения сечения и увеличения числа витков медного проводника, что ведет к увеличению стоимости трансформатора напряжения.

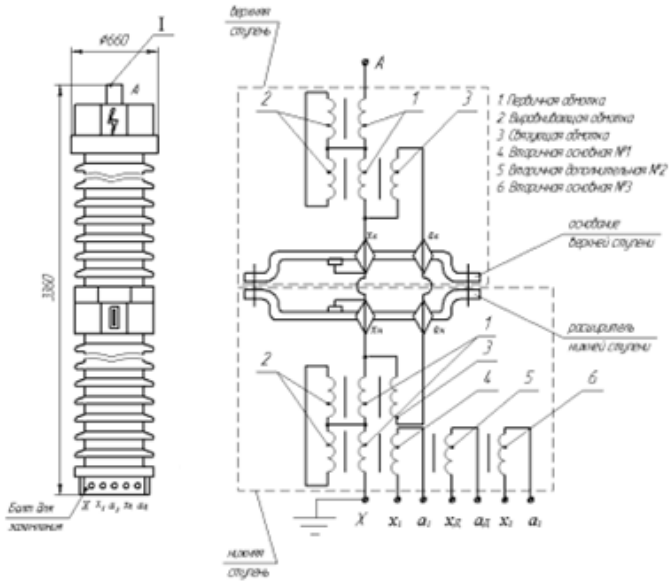


Рисунок 1.10 – Трансформатор напряжения типа НАМИ-220 и его схема замещения

Ключевой особенностью конструкции трансформатора напряжения типа НАМИ 220-500 кВ является применение в магнитопроводе этих трансформаторов напряжения пластин толстолистовой конструкционной стали (Ст3) в количестве 30% от общей массы магнитопровода. Остальная часть магнитопровода выполняется из холоднокатанной электротехнической стали 3406. Конструкционная сталь является источником дополнительных активных потерь (на вихревые токи) в режиме феррорезонанса, что и обеспечивает антирезонансные свойства трансформатора данного типа. В нормальном режиме работы трансформатора напряжения ее наличие в магнитопроводе не существенно влияет на характеристики трансформатора, так как магнитный поток в основном сосредотачивается в электротехнической стали и не проникает в толстые листы конструкционной стали [26]. В работе [27] отмечено, что при определенных соотношениях емкости, шунтирующей контактные разрывы высоковольтных выключателей, и емкости на землю возможен феррорезонанс на субгармонике 1/3.

Разработанные в настоящее время электромагнитные антирезонансные трансформаторы напряжения (например, типа НАМИ) несколько уменьшают

остроту проблемы феррорезонансных явлений, но не решает её, поскольку борются со следствием, а не с причиной.

Однако есть и другой подход для придания индуктивным трансформаторам антирезонансных свойств: использование разомкнутых магнитных сердечников на основе стержневых магнитопроводов вместо замкнутых. Кривая намагничивания такого трансформатора является более пологой, а конструкция более компактной и удобной для выполнения внутренней изоляции.

Следует отметить, что в России и ранее и в СССР таких трансформаторов не выпускали, однако, имеется положительный зарубежный опыт изготовления трансформаторов с разомкнутым магнитопроводом [23]. Методики расчетов данных трансформаторов отсутствуют в открытом доступе.

Рассчитать трансформатор напряжения с разомкнутыми магнитопроводами невозможно на основе стандартных инженерных методик, предназначенных для расчета трансформаторов с замкнутыми магнитными системами. В трансформаторах с разомкнутыми магнитопроводами магнитное поле имеет разветвленное поле рассеяния, а основной магнитный поток только часть своего пути проходит по сердечнику. Использование существующих инженерных методик расчета измерительных трансформаторов, основанных на предположении того, что весь магнитный поток проходит и замыкается по ферромагнитному сердечнику приводит к существенным погрешностям. Поэтому актуальной является разработка методик расчета трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами.

1.4 Нетрадиционные трансформаторы напряжения

К нетрадиционным трансформаторам напряжения, разрабатываемым за рубежом, относят резистивный, емкостный и активно-емкостный делители напряжения [62,65,76,84,85]. Разработка конструкции нетрадиционных трансформаторов напряжения выполняется в зависимости от таких факторов как: тип подстанции (воздушноизолированная или газоизолированная), уровня

напряжения сети, типа электрической сети (постоянный или переменный ток), типа потребителя метрологической информации (коммерческий учет электроэнергии, устройства релейной защиты и автоматики и др.), характеристик измерения (класс точности, частотный диапазон) и стоимости производства. Проблемой всех пассивных делителей является высокое выходное сопротивление (низкий уровень сигнала), что раньше могло быть решено за счет использования усилителей [72]. Из-за данной проблемы пассивные делители ранее не применялись в электроэнергетике, однако, сейчас при широком внедрении цифровой техники данная проблема может быть решена за счет оцифровки их выходного сигнала.

Наиболее перспективными работами по исследованиям и разработкам первичных преобразователей нетрадиционных трансформаторов в виде резистивных и резистивно-емкостных делителей являются [1,17,18,30,61,68,69,73,75,79,85,88,89]. Однако, данные трансформаторы предназначены для высоковольтных исследований в лабораторных условиях и не могут быть использованы для измерения напряжения на ОРУ.

К преимуществам резистивных и резистивно-емкостных делителей можно отнести: возможность выполнять измерения от постоянного напряжения до напряжения, изменяющегося с частотой в несколько кГц; отсутствие феррорезонансных явлений; отсутствие проблемы захваченных зарядов (по сравнению с емкостным делителем).

Их точность зависит от [73]:

- качества резисторов (температурный коэффициент сопротивления);
- температуры и амплитуды вариаций напряжения;
- паразитных емкостей;
- влияния соседних фаз.

На простейшем случае в работе [88], теоретически выведено, что влияние температуры на коэффициент трансформации будет отсутствовать в случае равенства температурного коэффициента сопротивления (емкости) первичной

части делителя температурному коэффициенту сопротивления (емкости) вторичной части делителя.

Недостатком резистивно-емкостного делителя является наличие саморезонансной частоты, вблизи которой достигается максимальное значение погрешности напряжения и угловой погрешности данного типа делителя. Саморезонанс возникает из-за наличия паразитных индуктивностей конденсаторов. Недостатками чисто резистивного делителя являются отсутствие гальванической развязки, потери из-за саморазогрева в соответствии с законом Джоуля-Ленца, низкий уровень выходного сигнала [83].

В статьях [1,75] для измерения среднего и низкого уровней напряжения предлагается использовать резистивные делители, а для высокого уровня напряжения - резистивно-емкостные.

В работах [68,69] представлены два типа лабораторных делителей напряжения с аналоговым выходом для измерения напряжения в высоковольтных линиях постоянного тока (HVDC), используемые для систем калибровки. Основными причинами разработки устройств измерения напряжения на dc-стороне являются:

- сложная топология электрической сети с несколькими операторами, занимающимися торговлей энергией, вызывает трудности в определении расчетной модели, приемлемой для всех;
- преобразователь напряжения источника (VSC) может быть использован для статической компенсации реактивной мощности соответствующей сети переменного тока, что приводит к потерям в преобразователе, которые не связаны с переданной dc-энергией.

Первый из указанных лабораторных делителей (рисунок 1.11) был разработан в 1980 году и был основан на проволочных резисторах с очень высокой стабильностью. Он состоит из модулей, в каждом из которых находится по 25 резисторов. Каждый модуль оснащен защитой от возникновения короны. Делитель в 1000 кВ состоит из 24 модулей, номинальный ток которого 160 мкА.

При таком токе величина выделяющейся мощности составляет 0,256 Вт, что не значительно, так как резисторы находятся в воздухе и хорошо охлаждаются. Авторы указывают средний температурный коэффициент расширения модулей равным $(1,5\pm1,0)\cdot10^{-6}$/К, однако по графикам, которые они приводят видно, что некоторые модули имеют коэффициент равный $60\cdot10^{-6}$/К. Также неопределенным осталось влияние токов утечки вдоль тела резистивного делителя на его точность.

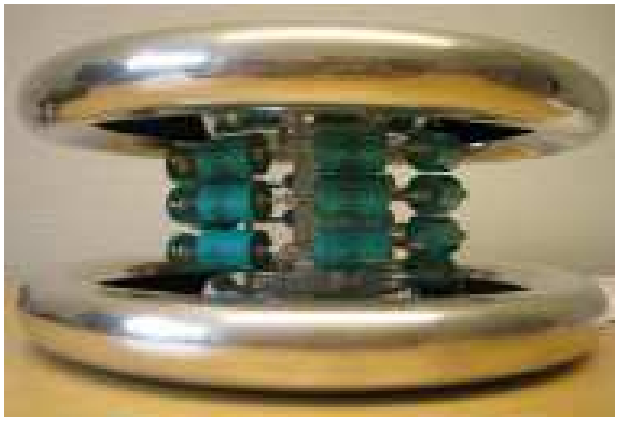
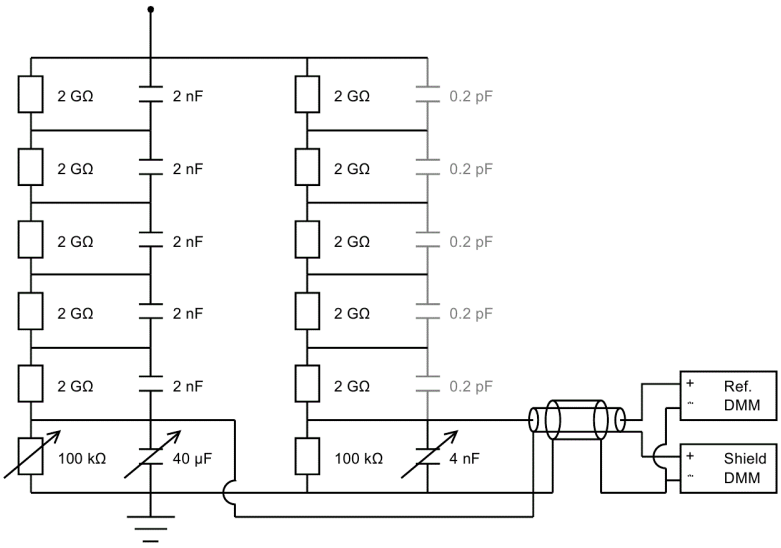


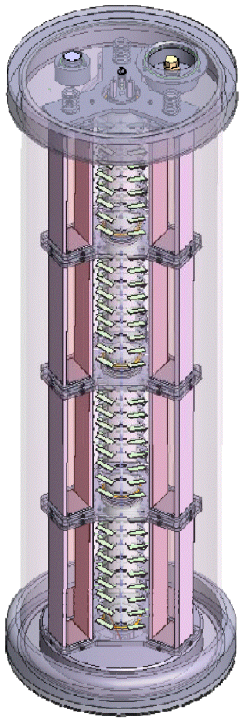
Рисунок 1.11 – Лабораторный делитель напряжения

Второй делитель напряжения (рисунок 1.12) также является модульным и переносным, он был разработан авторами [68,69] в 2012-2013 годах. Каждый модуль рассчитан на напряжение 200 кВ. Конструкция модуля представляет собой концентрический двойной делитель с центрально расположенным точным резистивно-емкостным делителем, окруженным защищающим резистивно-емкостным делителем. Защищающий делитель предназначен для исключения влияния паразитных емкостей на выходной сигнал (на точность измерения). Резистивная часть делителя выполнена из тонкопленочных резисторов Caddock с высокой стабильностью. Емкостная часть делителя выполнена из сухих полимерных делителей. Делитель может использоваться для измерения постоянного и переменного токов.

Недостатком описанных резистивно-емкостных делителей является невозможность их использования для измерения напряжения на ОРУ, поскольку они предназначены для использования в лабораторных условиях.



а) Схема замещения делителя напряжения



б) Конструкция модуля на 200 кВ

Рисунок 1.12 – Лабораторный делитель напряжения на 1000 кВ

В работах [17,18] представлены конструкции высоковольтного резистивного делителя на базе литого микропровода в стеклянной изоляции на рабочие напряжения 6-24 кВ. На погрешность напряжения и угловую погрешность данного типа делителя напряжения значительное влияние оказывают паразитные емкости, в связи с чем авторы вводят в конструкцию делителя экран. Однако, угловые погрешности экранированного высоковольтного плеча делителя слишком велики (больше 15 град.). Компенсацию угловой погрешности предлагается выполнять за счет вариации емкости низковольтного плеча делителя, однако не удается достичь одновременной компенсации погрешности напряжения и угловой погрешности. Поэтому, с целью уменьшения емкости высоковольтного плеча делителя на экран и одновременного решения задачи

компенсации погрешности делителя напряжения, как по амплитуде, так и по фазе, авторы вводят дополнительный резистивных экран, расположенный между измерительным высоковольтным плечом делителя напряжения и металлическим экраном. Одновременная компенсация погрешности по фазе и напряжению достигается созданием неравномерного распределения потенциала вдоль резистивного экрана. Для этой цели высоковольтное измерительное и резистивное экранирующее плечи реального делителя напряжения выполнены из нескольких высоковольтных цилиндрических резистивных элементов (от 4 до 10), причем измерительное плечо находится внутри защитного плеча. Данный способ экранирования, можно условно назвать, квазиэквипотенциальным, поскольку создание неравномерного распределения потенциала вдоль защитного экрана достигается подбором величины сопротивления резистивных элементов экрана по определенному закону и нет полного соответствия распределения напряжения вдоль длины измерительного и защитного плеча делителя напряжения, равенство потенциалов имеется только в верхней и нижней цепи делителя. Для устранения влияния на коэффициент деления входного импеданса внешних подключаемых приборов на выходе делителя напряжения встроен высокоточный повторитель напряжения, питание которого может осуществляться как от внешнего источника напряжения, так и от внутреннего аккумулятора.

Недостатками данного типа делителя является сильная зависимость погрешностей от частоты измеряемого напряжения, а также необходимость компенсации угловой погрешности с помощью подвижных дополнительного цилиндрического экрана, диэлектрического стакана и стержней в месте установки, что затруднено в условиях реальной эксплуатации.

Использование первичного преобразователя без оцифровки, как это делается в выше указанных работах [1,17,18,75,68,69], приводит к тому, что сигнал от трансформатора на щит управления передается по медному кабелю, а, соответственно, имеются наводки на вторичные цепи трансформатора, используются разделительные трансформаторы, что приводит к понижению класса точности измерения. Использование медных кабелей не исключает

явлений выноса высокого потенциала с места короткого замыкания на щит управления по вторичным цепям.

В работе [76] для сетей с множеством децентрализованных возобновляемых источников энергии предлагается использовать комбинированные электронные трансформаторы тока и напряжения. В качестве первичных преобразователей тока используются традиционные трансформаторы малой мощности, установленные на высоком потенциале (один для коммерческого учета электроэнергии, другой для релейной защиты и автоматики). Первичным преобразователем напряжения является емкостный делитель. На высоком потенциале установлена микропроцессорная техника для оцифровки измеренных значений тока и напряжений. Передача информации на нижний потенциал осуществляется через оптическое волокно. На нижнем потенциале установлен Merging Unit, осуществляющий формирование пакетов данных для передачи на подстанцию в соответствии с протоколом IEC 61850-9.2. Питание микропроцессорной техники осуществляется с помощью лазерной прокачки. Преимуществами организации измерений таким образом являются: отсутствие масляной или элегазовой изоляции (за счет оцифровки на высоком потенциале и передачи данных по оптическому волокну), а, следовательно, взрывобезопасность, высокий класс точности измерений за счет отсутствия наводок на вторичные цепи, соответствие концепции интеллектуальной электроэнергетической системы с активно-адаптивной сетью. Однако емкостный трансформатор напряжения имеет ряд недостатков [1,17,64]:

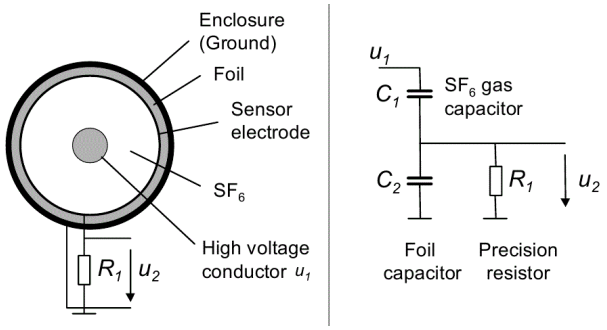
- неравномерность амплитудно-частотной характеристики, препятствующая достоверному определению процентного содержания высших гармоник в кривой первичного напряжения, что необходимо для анализа качества электроэнергии;
- невысокая точность измерений, поскольку высоковольтные конденсаторы на основе различных диэлектриков характеризуются диэлектрическими потерями и имеют существенную зависимость электрической емкости от приложенного напряжения и температуры [92];

- трудности с электромагнитной экранировкой, влияние на точность измерения соседних токоведущих частей, находящихся под напряжением. Степень этого влияния трудно оценить и учесть, поскольку паразитные емкости, через которые оно происходит различны в разных распредустройствах;
- невозможность работы на постоянном токе, что особенно важно для высоковольтных линий постоянного тока.

Емкостно-активный делитель нетрадиционной конструкции (рисунки 1.13, 1.14) представлен в работе [84]. Основными элементами делителя являются конденсатор C_1 и прецизионный резистор R_1. C_1 является емкостью между электродом датчика и проводником, находящемся в центре электрода. Пространство между электродом и проводником заполнено элегазом. Между электродом и корпусом располагается специальная изоляция, что образует еще одну емкость C_2. Выходной сигнал делителя пропорционален первой производной первичного напряжения $U_2 = R_1 \cdot C1 \cdot dU_1/dt$ до 1000 кГц, без дрейфа C_2. Вторичный конвертер интегрирует выходной сигнал и восстанавливает форму первичного напряжения. Недостатком данного делителя является то, что на емкость C_1 влияют распределение плотности элегаза и тепловое расширение электрода. Изменение распределения плотности возможно при протекании токов выше номинального значения (что ведет к дополнительному нагреву проводника) и при воздействии солнечных лучей на корпус датчика. Вторичный конвертер компенсирует эти эффекты, используя температуру центрального проводника и тепловую модель. Однако, как отмечают сами авторы, изменение емкости составляет 400 ppm из-за других неопределенных эффектов.

В работе [60] представлен резистивный делитель, подключаемый к электронному измерительному блоку, и передающий диагностические сигналы по радиоканалу на специализированный переносной пульт. Высоковольтная часть резистивного делителя образована двумя соединенными последовательно группами резисторов, в каждую из которых входит по три параллельно

соединенных резистора. Верхняя, средняя и нижняя части резистивного делителя содержат три металлических диска (кольца) для выравнивания градиента напряжения. Резистор низковольтного плеча делителя подключен к специальной защитной схеме с ограничителем перенапряжения, который предназначен для исключения роста напряжения на низковольтной части делителя.



а) б)

а – принципиальная схема; б – схема замещения

Рисунок 1.13 – Нетрадиционный емкостно-активный делитель напряжения

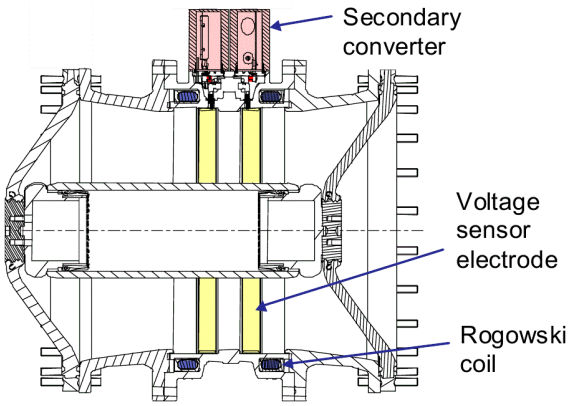


Рисунок 1.14 – Разрез трансформатора с нетрадиционным емкостно-активным делителем напряжения

Недостатки данного решения связаны с передачей метрологической информации по обычной витой паре (наводки, вынос высокого потенциала и т.д.) и отсутствием реализации протокола «Цифровой подстанции».

Резистивные делители специальной конструкции используются также в установках для измерения импульсных токов [64] и в качестве высокоточных измерителей в экспериментах по определению абсолютной массы антинейтрино электрона [90] (эксперимент KATRIN).

Высокоточный резистивный делитель для экспериментов KATRIN (рисунок 1.15) состоит из четырех секций с пятью контрольными электродами, изготовленных из полированной меди и поддерживаемых стержнями из полиоксиметилена. Полиоксиметилен имеет высокую электрическую и механическую прочность, поэтому используется в качестве изолятора и поддерживающей опоры. Вся структура держится на полиоксиметиленовых стержнях, установленных на нижнем фланце.

Прецизионный высоковольтный делитель состоит из 106 прецизионных резисторов, выполненных по технологии толстой металлической фольги. Каждая из четырех секций содержит по 25 резисторов сопротивлением 1,84 МОм. Две нижние параллельные группы резисторов (сопротивление каждого 140 кОм) предназначены для снятия значения напряжения (10 В и 20 В).

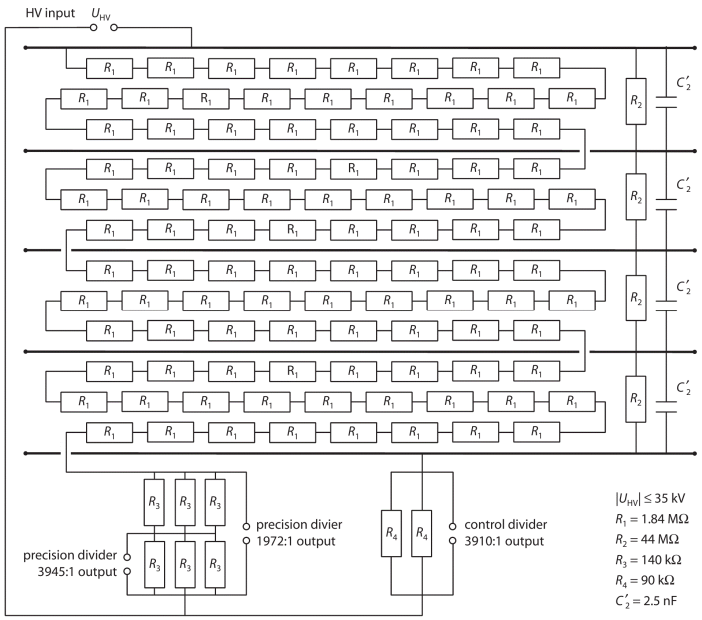


Рисунок 1.15 – Схема замещения высокоточного делителя напряжения 35 кВ для экспериментов KATRIN

Все медные электроды, кроме верхнего, имеют в центре отверстие для акриловой трубы, которая используется для обеспечения вентиляционных потоков изоляционного газа (N_2) стабильной температуры у каждого резистора. При помощи микропроцессорного блока с ПИД законом регулирования, датчиком температуры PT100, соответствующих теплообменников, внешнего охлаждающего элемента Пельтье и резистивного нагревательного элемента, температура изоляции газа сохраняется стабильной на уровне 25 ±0,15 ºC. Прецизионные резисторы высоковольтного прецизионного делителя установлены между стержнями ПТФЭ для того, чтобы находиться под постоянным потоком газа. ПТФЕ стержни расположены между контрольными электродными слоями, они используются для предотвращения или уменьшения токов утечки или компенсационных токов между цилиндрическими опорными резисторами, которые сделаны из никелированной латуни.

Каждая пара медных электродов соединена через один высоковольтный резистор (44 МОм) и один высоковольтный конденсатор (2,5 нФ), образуя активно-емкостный делитель параллельно с прецизионным делителем напряжения. Выход контролирующего делителя состоит из двух стандартных резисторов (90 кОм каждый). Высоковольтные резисторы контрольного делителя обеспечивают линейное распределение напряжения во всех секциях. Конденсаторы контролирующего делителя защищают прецизионные резисторы высокоточного делителя от переходных перенапряжений при подключении или отключении высокого напряжения. Форма внешних краев электродов оптимизирована, чтобы обеспечить однородное распределение электростатического поля. Все части и структуры выполнены с краевым радиусом большим 4 мм, чтобы уменьшить напряженность поля и предотвратить внутренние разряды. Максимальная напряженность поля на прецизионных резисторах составляет 5 кВ/см. Между медным электродом и заземленной стальной оболочкой напряженность поля меньше 16,5 кВ/см.

Резистивный делитель для экспериментов KATRIN заполнен изолирующим газом (N_2) при атмосферном давлении. Он предназначен для стабилизации температуры и тепловых потоков.

Нетрадиционным преобразователем напряжения, предложенным в работах [79,80], является преобразователь, основанный на варакторных диодах (рисунок 1.16). От внешнего высокочастотного генератора через трансформатор с коэффициентом преобразования 1:1 передается синусоидальный сигнал с частотой 1 МГц, проходящий в последствии через варакторные диоды. Напряжение постоянного тока, находящееся в непосредственной близости от датчика, приводит к изменению емкости варактора и влияет на величину высокочастотного сигнала. Показания датчика снимают с резистора величиной 1 кОм, подключенного к центру преобразователя.

Данный нетрадиционный преобразователь не может измерять переменное напряжение, не был протестирован на высоком постоянном напряжении и пока находиться на уровне исследовательской работы.

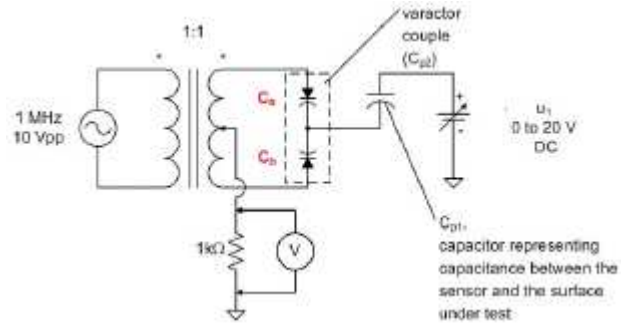


Рисунок 1.16 – Схема замещения преобразователя напряжения, основанного на варакторных диодах

1.5 Выводы по первой главе

Аналитический обзор научно-технических публикаций в рамках исследования и создания первичных преобразователей напряжения показал значительное количество работ посвященных данной тематике, что подтверждает

актуальность работ. Значительная часть работ в области разработки высоковольтных делителей напряжения, публикуемых в последнее время, отражена в публикациях зарубежных авторов в иностранных издательствах.

Анализ направлений исследований показывает, что наряду с традиционными электромагнитными и емкостными трансформаторами напряжения активно обсуждаются и исследуются нетрадиционные преобразователи в том числе на основе оптических эффектов. Однако выполненные исследования показали существенное влияние соседних токопроводящих элементов открытого распределительного устройства на погрешность измерений напряжения оптическими трансформаторами, которая может составить более 10 %. Кроме того, оптические трансформаторы имеют сложную оптомеханику, сложные решения по снижению погрешностей и как следствие высокую стоимость.

На основе анализа структурных схем цифровой подстанции, направленного на определение выбора дальнейших направлений исследований с учетом требований, которые определяются сочетанием высокой точности измерений, широким частотным диапазоном, низкой стоимости, возможностью работы в условиях современных электроэнергетических объектов (в открытых и закрытых распредустройствах), взрыво- и пожаробезопасности, низкими массогабаритными показателями с высокой адаптацией с интеллектуальными энергетическими системами можно сделать вывод, что наиболее перспективными направлениями дальнейших исследований являются исследования в области разработки цифровых трансформаторов напряжения на основе:

- трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами;
- резистивного делителя напряжения.

Аналитический обзор также показывает, что трансформаторы напряжения с разомкнутыми магнитопроводами в Российской Федерации не производятся и ранее не выпускались, однако имеется положительный опыт зарубежной фирмы "KONCAR - Instrument transformers Inc.", Хорватия, при этом методики расчета подобных трансформаторов отсутствуют в открытом доступе.

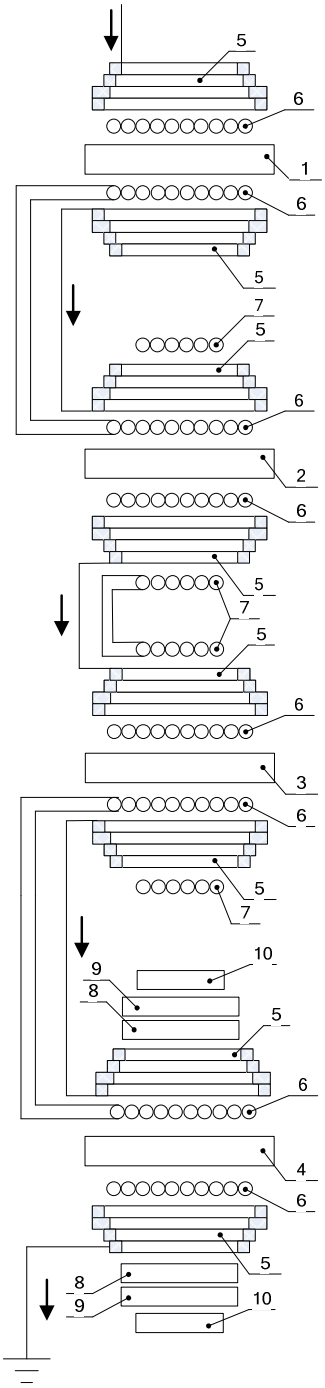
Высоковольтные резистивные и резистивно-емкостные делители, представленные в анализируемых источниках в основном предназначены для лабораторного использования и имеют масляную или элегазовую изоляцию.

Таким образом, необходимо разработать математические модели и методики расчета трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами, не вступающего в феррорезонансные явления, и резистивного делителя напряжения, имеющего высокую точность измерений, и провести их исследования в условиях эксплуатации открытых распределительных устройств электрических подстанций.

2 РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИЙ, МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ, МЕТОДИК РАСЧЕТА И ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАНСФОРМАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ С РАЗОМКНУТЫМИ МАГНИТОПРОВОДАМИ

2.1 Анализ особенностей трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами

В качестве альтернативы трансформаторам напряжения со стержневым магнитопроводом [23] в работах [35,36] предложен трансформатор напряжения каскадной конструкции. Каскадный антирезонансный трансформатор напряжения 220 кВ (рисунок 2.1) содержит 4 каскада, каждый с отдельным магнитопроводом, выполненным в виде разомкнутого стержневого магнитного сердечника, многослойной высоковольтной первичной обмотки с выводами, вторичную обмотку с выводами, внутренние и внешние связующие обмотки. Каскады высоковольтной первичной обмотки соединены согласно последовательно. Внутренние связующие обмотки 1 и 2, 3 и 4 каскадов электрически соединены встречно-последовательно, внешние связующие обмотки 2 и 3 каскадов также соединены встречно-последовательно (рисунок 2.2), при этом каждая внутренняя связующая обмотка намотана под высоковольтной первичной обмоткой соответствующего каскада, а каждая внешняя связующая обмотка намотана поверх высоковольтной первичной обмотки соответствующего каскада. Нижний каскад трансформатора содержит вторичные обмотки, намотанные поверх первичной обмотки. Каскады трансформатора, образуемые разомкнутым магнитным сердечником с обмотками, выступают в качестве высоковольтных делителей напряжения. На каждый разомкнутый магнитный сердечник сначала наматываются внутренние связующие обмотки 6, а затем многослойная высоковольтная первичная обмотка 5. На второй и третий разомкнутые магнитные сердечники поверх многослойной высоковольтной первичной обмотки наматывается внешняя связующая обмотка 7. Такое расположение связующих



1 – первый (верхний) разомкнутый магнитный сердечник, 2 – второй разомкнутый магнитный сердечник, 3 – третий разомкнутый магнитный сердечник, 4 – четвертый (нижний) разомкнутый магнитный сердечник, 5 – многослойная высоковольтная первичная обмотка, 6 – внутренняя связующая обмотка, 7 – внешняя связующая обмотка, 8 – вторичная обмотка С1, 9 – вторичная обмотка С2, 10 – вторичная обмотка Д

Рисунок 2.1 – Структура каскадного антирезонансного трансформатора напряжения 220 кВ с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов

обмоток необходимо для выравнивания электрических потенциалов. На четвертый разомкнутый магнитный сердечник 4 поверх многослойной высоковольтной первичной обмотки 5 наматываются вторичные обмотки С1, С2, Д.

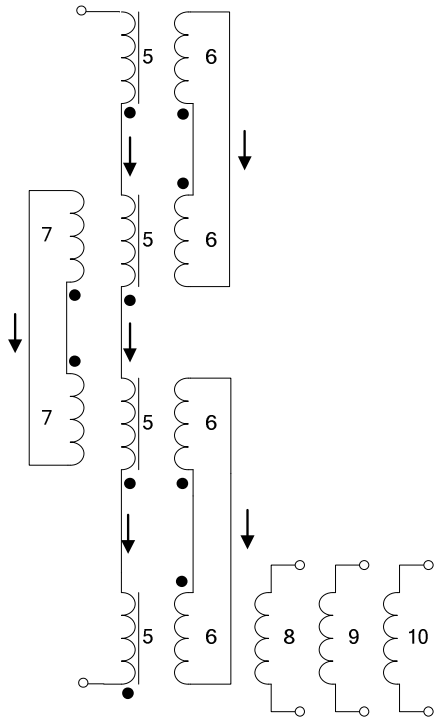


Рисунок 2.2 – Схема замещения каскадного антирезонансного трансформатора напряжения (обозначения те же, что и на рисунке 2.1)

В основном работа каскадного антирезонансного трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами происходит также как у обычного трансформатора. Особенности работы состоят в следующем. Магнитный поток, вызванный протеканием тока в многослойной высоковольтной первичной обмотке 5, проходит вдоль продольной оси разомкнутого магнитного сердечника и замыкается в окружающем пространстве, часть магнитного потока проходит по сердечникам соседних каскадов, поэтому направление намотки первичной обмотки либо взаимное расположение каскадов выбирается таким

образом, чтобы взаимные индуктивности каскадов по первичной обмотке были согласными.

Связующие обмотки, попарно соединенные между собой, расположены на соседних каскадах симметрично, имеют одинаковые параметры (число витков и сечение), чем обеспечивается равенство их индуктивностей и наведенных в них ЭДС. При отсутствии нагрузки на трансформаторе (при холостом ходе) встречное включение связующих обмоток обеспечивает отсутствие тока в связующих обмотках. При подключении нагрузки в связующих обмотках наводится ЭДС, генерирующая ток в обмотках, позволяющая передавать энергию по магнитному полю с верхнего на нижний каскад, поддерживая трансформатор напряжения в заданном классе точности.

Вторичные обмотки С1, С2, Д, находящиеся на нижнем каскаде, позволяют передавать энергию измерительным приборам, сохраняя уровень напряжения при номинальной нагрузке. Вторичные обмотки могут иметь один вывод, подключенный к земле. Любая из вторичных обмоток может быть предназначена для измерения напряжения устройствами релейной защиты и автоматики, автоматизированных информационно-измерительных систем коммерческого учета электроэнергии (АИИС КУЭ). Использование несколько вторичных обмоток обеспечивает гальваническую развязку между различными потребителями информации о напряжении.

2.2 Математические модели и методики расчета каскадного трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов

2.2.1 Математические модели каскадов трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами и методика расчета собственных и взаимных индуктивностей их обмоток

Одним из основных вопросов при выполнении расчетов трансформаторов напряжения является исследование магнитного поля и на его основе определение собственных и взаимных индуктивностей обмоток.

Для проведения исследований и расчетов трансформатора напряжения с разомкнутым магнитопроводом был выбран программный пакет COMSOL Multiphysics, позволяющий рассчитывать полевые модели, основанные на дифференциальных уравнениях в частных производных, методом конечных элементов.

Отдельные каскады антирезонансного трансформатора напряжения 220 кВ имеют осевую симметрию, что позволяет проводить их расчеты на основе двухмерной оссесимметричной расчетной области. Вследствие горизонтального расположения каскадов трансформатора в двухмерной оссесимметричной расчетной области можно смоделировать и рассчитать только отдельные каскады, а моделирование всего трансформатора можно провести только в трехмерном пространстве.

С целью повышения точности расчетов ввиду высокой требовательности конечноэлементного метода к компьютерным ресурсам трансформатор напряжения с горизонтальным расположением каскадов моделировался и рассчитывался по частям с учетом естественной симметрии. Расчетная область, обобщающая три верхних каскада трансформатора, представлена на рисунке 2.3, а нижнего (последовательно) с вторичными обмотками – на рисунке 2.4.

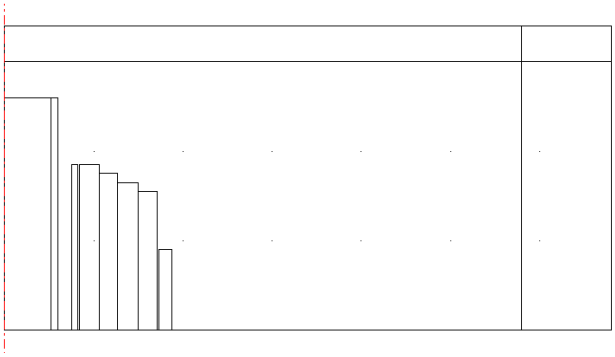


Рисунок 2.3 – Расчетная область для трех верхних каскадов трансформатора

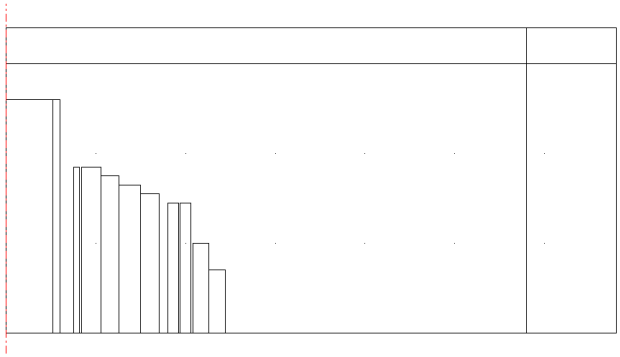


Рисунок 2.4 – Расчетная область нижнего каскада трансформатора

Магнитопровод трансформатора, выполненный в виде шестигранника, в двухмерной оссесимметричной расчетной области был смоделирован в виде двух

соосных цилиндров, радиусы которых равны радиусам вписанной и описанной окружностей шестигранника. Обмотки трансформатора также смоделированы упрощенно, без витков.

Одним из вопросов, возникающим при моделировании трансформаторов напряжения, является моделирование электромагнитного поля, расширяющегося к бесконечности. Заложенный в программу метод конечных элементов подразумевает решение задачи на конечной области с выбранными граничными условиями. Смоделировать неограниченные среды можно двумя способами. Самый легкий способ – это расширить подобласть среды так, чтобы влияние граничных условий на дальнем конце подобласти стало незначительным. При этом способе моделирования расчетная область получается трудно разбиваемой на сетку конечных элементов из-за большой разницы между самым большим и самым маленьким объектами.

Вторым способом является использование бесконечных элементов, которые как бы расширяют пространство до бесконечности (рисунок 2.5), что позволяет сделать расчетную область более компактной с меньшим числом конечных элементов. Сопоставление результатов моделирования с максимально удаленной границей и с применением бесконечных элементов дает расхождение не более 0,1 %.

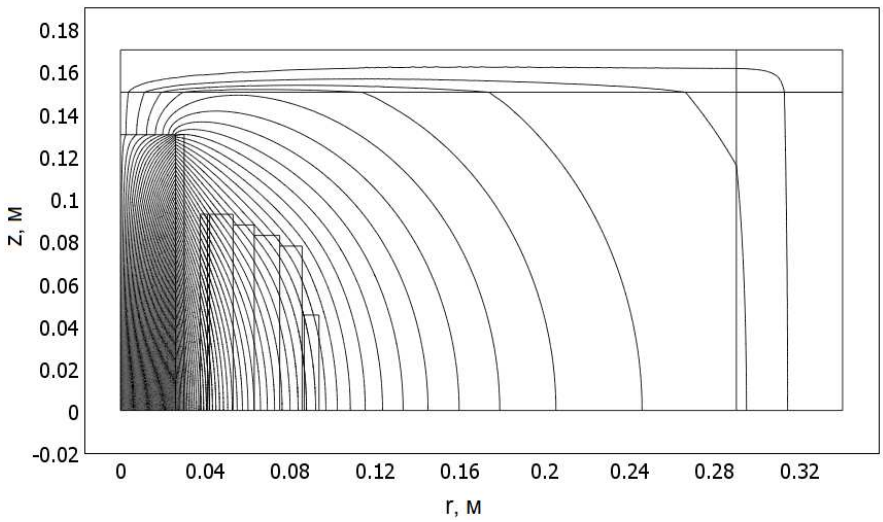


Рисунок 2.5 – Картина магнитного поля с бесконечными элементами

Следует отметить, что внешнюю границу (даже при использовании бесконечных элементов) следует располагать как можно дальше от обмоток каскада трансформатора – источника поля. Однако с увеличением расчетной области растет и число конечных элементов, время расчета и как следствие повышаются требования к производительности компьютера. С целью определения оптимальных размеров расчетной области был выполнен ряд вычислительных экспериментов с вариацией верхней и правой границ расчетной области (рисунок 2.6).

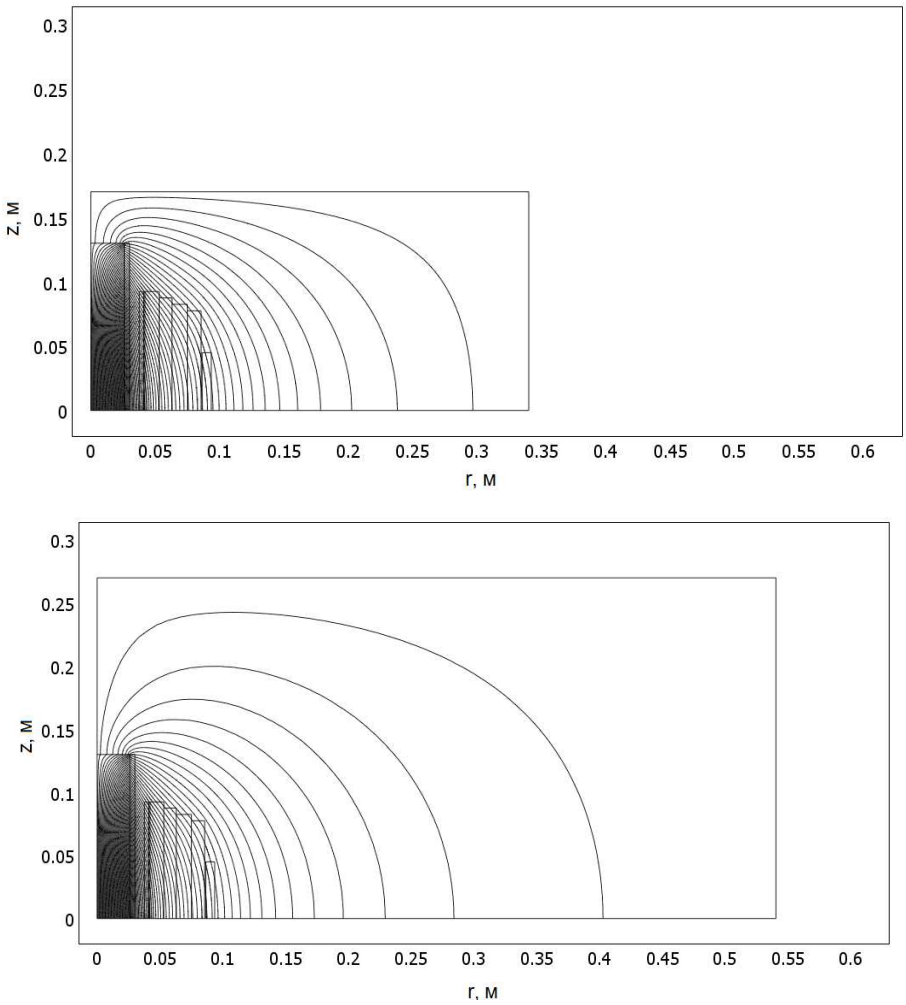


Рисунок 2.6 – Исследование влияния границ расчетной области на картину магнитного поля

Вычислительный эксперимент показал, что границы влияют не только на картину поля, но и на расчетные параметры, например, на индуктивность. Причем

расчет значений индуктивности во всех случаях дает результаты, отличающиеся не более чем на 0,01 %.

Вычисление собственных и взаимных индуктивностей обмоток отдельных каскадов трансформатора выполнялось в статическом и квазистатическом режимах. Выбор квазистатического режима необходим для учета вихревых токов, возникающих в сердечнике. Для этого необходимо задавать эквивалентную проводимость стали во много раз большую, чем реальная проводимость вследствие шихтованной структуры сердечника.

В статическом режиме решалось уравнение магнитного поля в геометрическом пространстве:

$$\nabla \times \left(\mu_0^{-1} \mu^{-1} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J}, \tag{2.1}$$

где ∇ – дифференциальный оператор Гамильтона; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м, μ – относительная магнитная проницаемость; $\vec{A}$ – векторный магнитный потенциал, Вб/м; $\vec{J}$ – вектор плотности сторонних токов, А/м^2. Уравнение (2.1) в пространственно-частотной области принимает вид:

$$\left(j\omega\sigma\vec{A} \right) + \nabla \times \left(\mu_0^{-1} \mu^{-1} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J}, \tag{2.2}$$

где $j = \sqrt{-1}$; $\omega = 2\pi f$ – угловая частота, σ – электропроводность (проводника обмотки), См.

В качестве источник поля в каскаде трансформатора задавалась плотность сторонних токов $\vec{J}$. В оссесимметричной постановке векторы плотности тока и векторного магнитного потенциала имеют только одну угловую компоненту:

$$\vec{J} = J_\varphi \vec{1}_\varphi, \ \vec{A} = A_\varphi \vec{1}_\varphi. \tag{2.3}$$

Плотность сторонних токов, задаваемая в обмотках каскада трансформатора, рассчитывалась по формуле:

$$J_{\varphi} = \frac{I \cdot n}{S}, \tag{2.4}$$

где I – ток, протекающий в обмотке трансформатора, А; n – количество витков обмотки; S – площадь поперечного сечения обмотки, м^2. При расчете собственных и взаимных индуктивностей величина тока, протекающего в обмотке трансформатора, может быть принята любой, так как индуктивность не зависит от величины тока.

Следует отметить, что задаваемая плотность стороннего тока в обмотках модели трансформатора будет меньше реальной плотности стороннего тока в проводниках обмоток из-за наличия межслойной изоляции и учета коэффициента заполнения. Реальная плотность стороннего тока в проводниках обмоток $j_{пр}$ определяется по формуле:

$$j_{пр} = \frac{I \cdot n}{S_{пр}}, \tag{2.5}$$

где $S_{пр}$ – площадь поперечного сечения проводников обмотки, м^2.

Кроме того, в качестве источника поля вместо плотности сторонних токов можно задавать приложенное напряжение V_{loop} (напряжение на витке обмотки) на окружности радиусом r в соответствии с формулой:

$$J_{\varphi} = \frac{\sigma V_{loop}}{2\pi r}. \tag{2.6}$$

Для решения уравнений (2.1), (2.2) использовались граничные условия четырех видов (рисунок 2.7):

граничные условия Неймана

- «осевая симметрия» при r=0 (элементы 1, 3, 5);
- «электрическая изоляция» $\vec{n} \times \vec{H} = 0$ (все элементы нижней границы модели);
- «непрерывность» $\vec{n} \times \left(\vec{H}_1 - \vec{H}_2 \right) = 0$ (все элементы внутренних границ разделов);

граничное условие Дирихле

- «магнитная изоляция» A_φ=0 (элементы 7, 44-46).

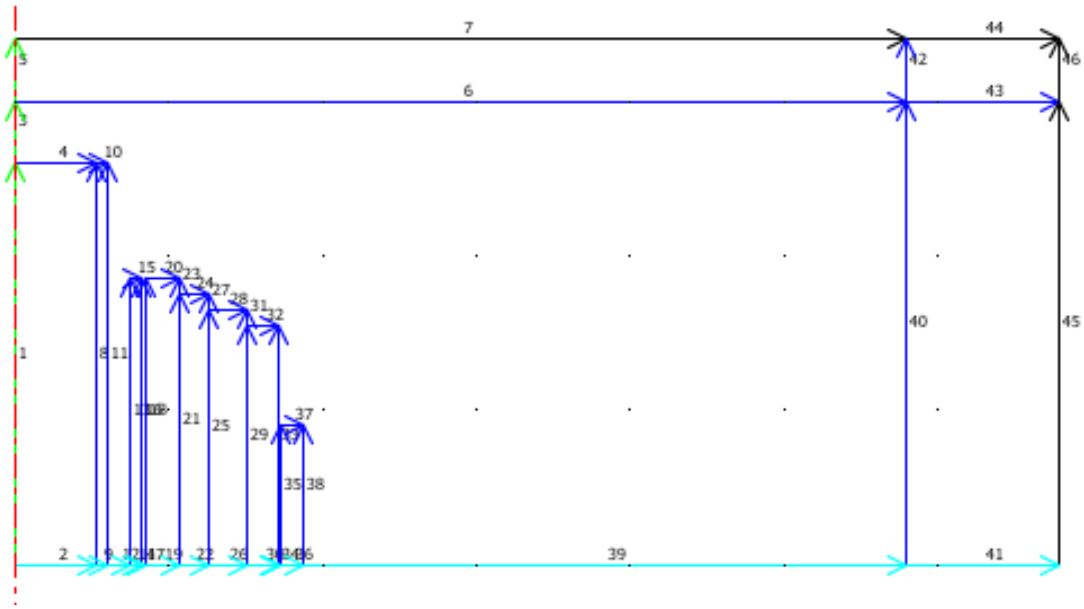


Рисунок 2.7 – Граничные условия двухмерной осесимметричной модели

Важным этапом разработки модели является разбиение её расчетной области на сетку конечных элементов. Сетка конечных элементов должна быть по возможности более мелкой, однако, при слишком мелкой сетке могут возникнуть погрешности, связанные с округлением чисел в ЭВМ. На рисунке 2.8 показана сетка с 15572 конечными элементами.

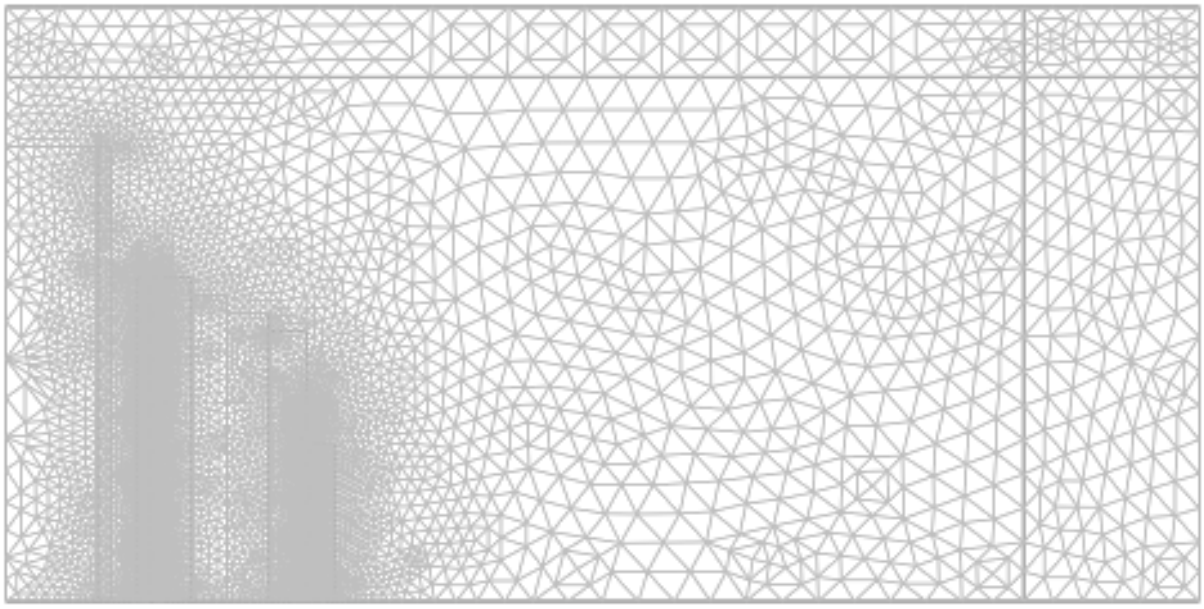


Рисунок 2.8 – Сетка конечных элементов двухмерной осесимметричной модели

Результат расчета модели каскада трансформатора показан на рисунке 2.9 в виде силовых линий магнитного поля (линий равного магнитного потенциала).

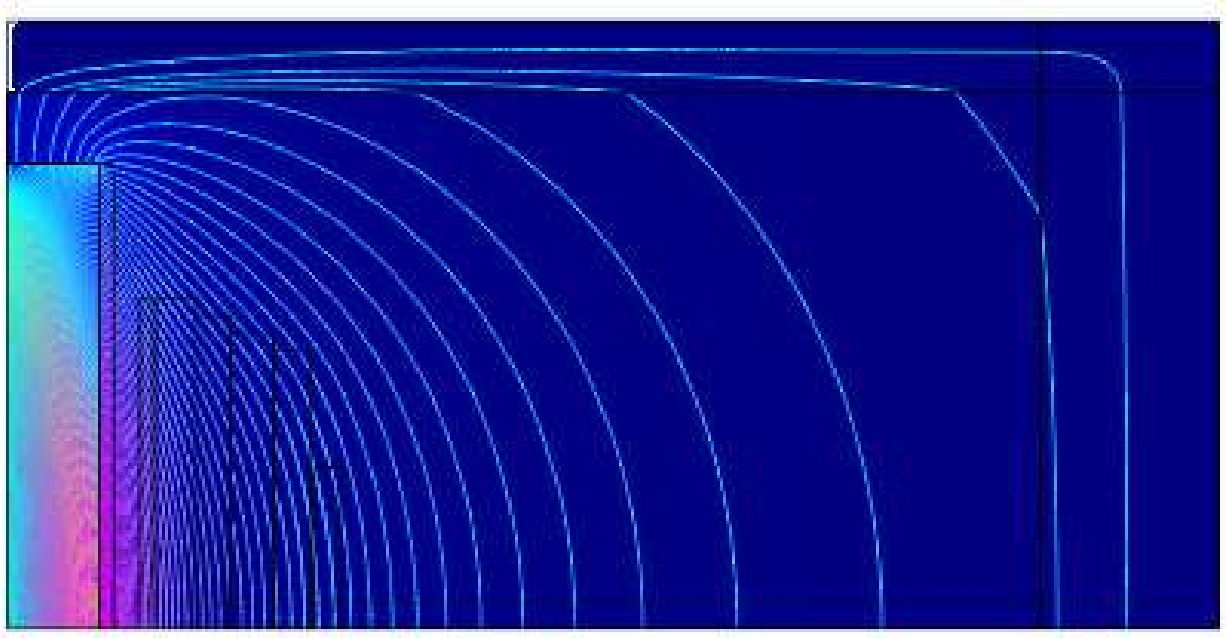


Рисунок 2.9 – Магнитное поле каскада трансформатора

Параметры каскада трансформатора определяются по результатам расчета поля. Собственная индуктивность в статическом режиме вычисляется из формулы магнитной энергии:

$$L = \frac{2W}{I^2}, \tag{2.7}$$

где I – ток обмотки катушки, А; W – энергия магнитного поля катушки, Дж, определяемая через объемный интеграл по всей расчетной области от удельной плотности энергии w

$$W = \int_V w dV. \tag{2.8}$$

Удельную плотность энергии можно определить по формуле

$$w = \frac{\vec{H} \cdot \vec{B}}{2}, \tag{2.9}$$

где $\vec{H}$ – вектор напряженности магнитного поля, А/м; $\vec{B}$ – вектор магнитной индукции, Тл.

В частотной области среднее значение плотности энергии за период может быть вычислено с помощью функций комплексного переменного:

$$w = \frac{1}{4}\mathrm{Re}\left(\dot{\vec{H}} \cdot \dot{\vec{B}}\right). \tag{2.10}$$

Энергию магнитного поля можно также определить путем интегрирования произведения вектора плотности тока и проекции векторного магнитного потенциала на вектор плотности тока:

$$W = \frac{1}{2}\int_{V_J} \vec{J} \cdot \vec{A}_J dV_J \,. \tag{2.11}$$

Направление векторов $\vec{J}$ и $\vec{A}_J$ определяется направлением намотки обмотки каскада трансформатора.

Вычислительные эксперименты подтвердили высокую эффективность использования формулы (2.11) с одновременным применением в расчетах бесконечных элементов.

В квазистатическом режиме как собственные, так и взаимные индуктивности можно определить аналогично, как это делается в реальных устройствах на основании опытов холостого хода и короткого замыкания. Индуктивность в этом случае можно вычислить по формуле:

$$L = \frac{e \cdot n}{I \cdot \omega}, \tag{2.12}$$

где $\omega=2\pi f$ – угловая частота, рад/м; $e=2\pi r \cdot E_\varphi$ – ЭДС одного витка обмотки, вычисляемая через наведенную напряженность электрического поля E_φ; I – ток протекающий в обмотке, создающей магнитное поле, А. В случае моделирования половины катушки в формулу необходимо ввести коэффициент 2. Формула (2.12) позволяет определять и взаимную индуктивность, если ток I задавать в одной обмотке, а ЭДС и число витков брать для другой обмотки.

Собственные и взаимные индуктивности, рассчитанные по формулам (2.7) и (2.12), совпадают с незначительной погрешностью. Полученные значения собственных и взаимных индуктивностей в пределах одного каскада трансформатора приведены в таблице 2.1 (расчет приведен в Приложении А).

Взаимное влияние (взаимную индуктивность) обмоток разных каскадов трансформатора, расположенных параллельно друг другу, можно определить только на основании трехмерного моделирования.

Таблица 2.1 – Собственные и взаимные индуктивности обмоток каскада трансформатора

Обозначение обмотки	Собственные и взаимные индуктивности обмоток, Гн					
	ВН	П	Р	С1	С2	Д
ВН	887.21094	0.72445	0.7798	1.4815	1.42875	2.45785
П	0.72445	6.7840e-4	0.0006	0.0011	0.0011	0.00185
Р	0.7798	0.0006	9.4341e-4	–	–	–
С1	1.4815	0.0011	–	0.0033	0.0032	0.00555
С2	1.42875	0.0011	–	0.0032	0.0034	0.00595
Д	2.45785	0.00185	–	0.00555	0.00595	0.0126

В трехмерном режиме моделирование осуществляется с бóльшим количеством конечных элементов и как следствие с бóльшим количеством степеней свободы в уравнениях. Поэтому с целью снижения требований к оперативной памяти необходимо учитывать симметрию и моделировать часть каскада трансформатора, а также использовать бесконечные элементы. Несмотря на указанные меры, моделирование всего трансформатора требует значительные объемы оперативной памяти компьютера и занимает много времени. Однако оценить взаимное влияние соседних каскадов возможно посредствам моделирования одного каскада с соответствующими граничными условиями. Использование статического режима расчета также более предпочтительно с точки зрения экономии памяти. Расчетная область трехмерной модели каскада трансформатора показана на рисунке 2.10.

В трехмерном режиме моделирования плотность тока при соответствующем выборе системы координат (ось катушки совпадает с осью Y) задается по кругу в плоскости XZ в соответствие с формулами

$$J_x = -J \cdot \cos\left(atan\left(x/z\right)\right);\ \ J_y = 0;\ \ J_z = J \cdot \sin\left(atan\left(x/z\right)\right). \qquad (2.13)$$

Магнитное поле каскада трансформатора в трехмерном пространстве показано на рисунке 2.11.

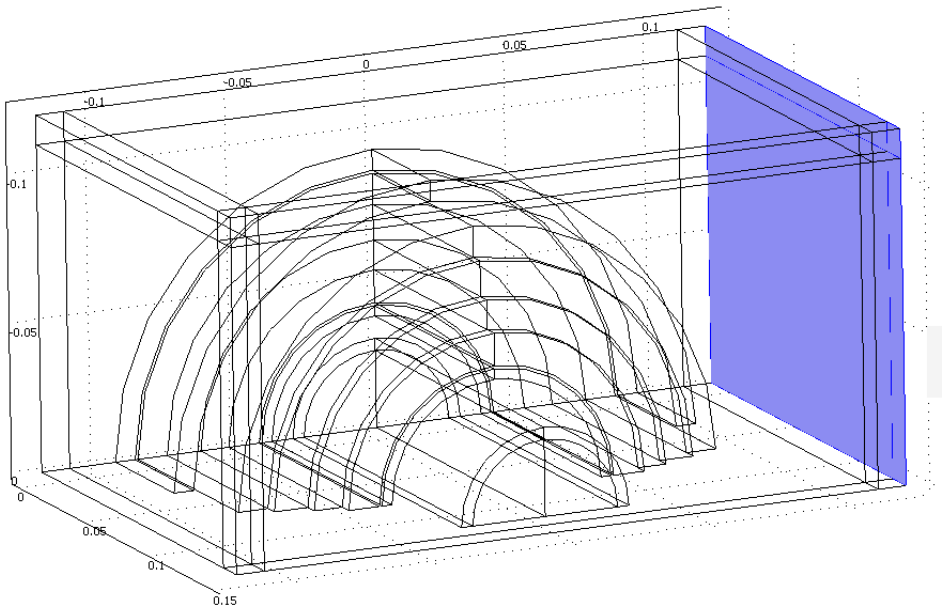


Рисунок 2.10 – Трехмерная расчетная область каскада трансформатора

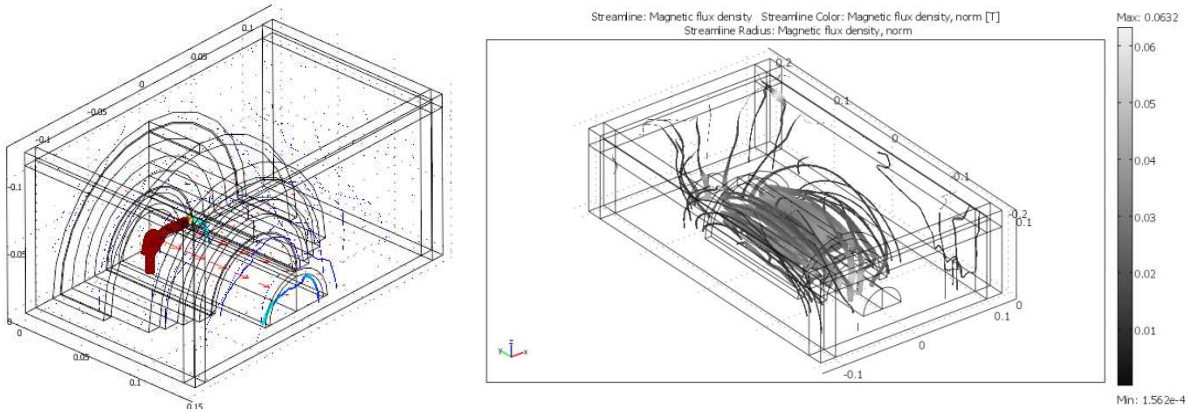


Рисунок 2.11 – Трехмерное магнитное поле каскада трансформатора

Собственную и взаимную индуктивности также можно определить по формулам (2.4), (2.8) причем значение A_J определяется аналогично задаваемой плотности тока:

$$\vec{A}_J = -A_x \cos\left(atan\left(\frac{x}{z}\right)\right) + A_z \sin\left(atan\left(\frac{x}{z}\right)\right). \qquad (2.14)$$

Трехмерные модели каскадов трансформатора в силу их требовательности к ресурсам компьютера имеют ограниченное число конечных элементов, что влияет на погрешность расчетов. Сопоставление расчетов на двухмерной осесимметричной и трехмерной моделях позволяет оценить погрешность трехмерного моделирования магнитного поля при расчетах собственных и взаимных индуктивностей (таблица 2.2). Расчет погрешностей вычисления индуктивностей на трехмерной модели каскада трансформатора приведен в Приложении А.

Для определения взаимного влияния катушек одна из границ расчетной области (выделенная на рисунке 2.10) сдвигается таким образом, чтобы она находилась посередине между каскадами, и отключается (либо удаляется) бесконечный элемент около этой границы (рисунок 2.12). При этом вследствие равенства параметров обмоток каскадов картина поля должна быть симметричной относительно рассмотренной границы. В зависимости от вида соединения и взаимной ориентации обмоток (согласно или встречно) выбирается соответствующее граничное условие (Неймана или Дирихле).

Если обмотки соединены согласно, то линии магнитного поля пересекают симметричную границу под прямым углом, что соответствует граничному условию Неймана («электрическая изоляция»). Если катушки включены встречно (катушки П и Р), то линии магнитного поля скользят вдоль симметричной границы и не пересекают её, что соответствует граничному условию Дирихле («магнитная изоляция»). Расчет влияния соседнего каскада трансформатора на собственные индуктивности обмоток текущего каскада приведен в Приложении Б. Анализируя результаты расчетов (таблица 2.3), можно сделать вывод о небольшом влиянии каскадов трансформатора друг на друга, что позволяет рассчитывать параметры каскадов трансформатора на отдельных осесимметричных моделях с допустимой инженерной погрешностью.

Таблица 2.2 – Погрешности вычисления индуктивностей на трехмерной модели каскада трансформатора

Обозначение обмотки каскада трансформатора	Погрешность расчета, %
Собственные индуктивности	
Катушка ВН	4.19
Катушка П	5.92
Катушка Р	1.45
Взаимные индуктивности	
ВН - П	6.07
ВН - Р	3.80
П - Р	5.45

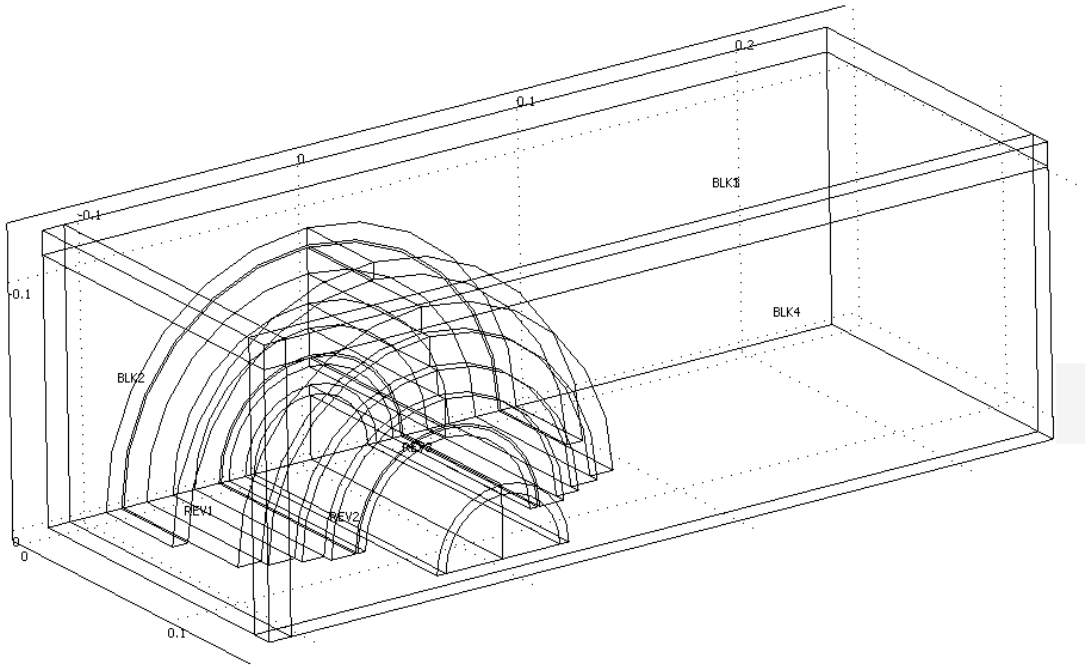


Рисунок 2.12 – Расчетная область для исследования влияния одного каскада трансформатора на другой

Таблица 2.3 – Влияние соседнего каскада трансформатора на собственные индуктивности обмоток текущего каскада

Обозначение обмотки каскада трансформатора	Влияние на собственную индуктивность, %
ВН	1.94
П	0.10
Р	0.41

Полученные значения параметров обмоток каскадов трансформатора могут быть использованы для определения его режима работы (токов и напряжений в обмотках), погрешностей измерений.

Таким образом, на основе выполненных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Каскады трансформатора, обладающие осевой симметрией, можно моделировать в двухмерной оссесимметричной расчетной области с высокой точностью.

2. Моделирование каскадов трансформатора в трехмерной расчетной области сопровождается трудностями, связанными с ограниченными компьютерными ресурсами, однако, как показано в работе, можно получить и в этом случае практический результат с достаточной инженерной точностью.

3. Разработанные модели могут служить основой для исследования динамических процессов в трансформаторе с разомкнутым магнитопроводом, в том числе, с учетом насыщения стали и явлений гистерезиса.

2.2.2 Методика расчета токов и напряжений в обмотках трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами

Электрическая цепь исследуемого трансформатора напряжения (рисунок 2.2) при подключенной нагрузке описывается системой уравнений:

$$\begin{cases} 4\cdot I_{ВН}\cdot Z_{ВН} - I_{Р}\cdot Z_{М_ВН_Р} + I_{Р}\cdot Z_{М_ВН_Р} - I_{П1}\cdot Z_{М_ВН_П} + I_{П1}\cdot Z_{М_ВН_П} - \\ -I_{П2}\cdot Z_{М_ВН_П} + I_{П2}\cdot Z_{М_ВН_П} + I_{С1}\cdot Z_{М_ВН_С1} + I_{С2}\cdot Z_{М_ВН_С2} + \\ +I_{Д}\cdot Z_{М_ВН_Д} = U; \\ 2\cdot I_{Р}\cdot Z_{Р} - I_{ВН}\cdot Z_{М_ВН_Р} + I_{ВН}\cdot Z_{М_ВН_Р} - I_{П1}\cdot Z_{М_П_Р} - I_{П2}\cdot Z_{М_П_Р} = 0; \\ 2\cdot I_{П1}\cdot Z_{П} - I_{ВН}\cdot Z_{М_ВН_П} + I_{ВН}\cdot Z_{М_ВН_П} - I_{Р}\cdot Z_{М_П_Р} = 0; \\ 2\cdot I_{П2}\cdot Z_{П} - I_{ВН}\cdot Z_{М_ВН_П} + I_{ВН}\cdot Z_{М_ВН_П} - I_{Р}\cdot Z_{М_П_Р} - I_{С1}\cdot Z_{М_П_С1} - \\ -I_{С2}\cdot Z_{М_П_С2} - I_{Д}\cdot Z_{М_П_Д} = 0; \\ I_{С1}\cdot\left(Z_{С1}+Z_{Н}\right) + I_{ВН}\cdot Z_{М_ВН_С1} - I_{П2}\cdot Z_{М_П_С1} + I_{С2}\cdot Z_{М_С1_С2} + I_{Д}\cdot Z_{М_С1_Д} = 0; \\ I_{С2}\cdot\left(Z_{С2}+Z_{Н}\right) + I_{ВН}\cdot Z_{М_ВН_С2} - I_{П2}\cdot Z_{М_П_С2} + I_{С1}\cdot Z_{М_С1_С2} + I_{Д}\cdot Z_{М_С2_Д} = 0; \\ I_{Д}\cdot\left(Z_{Д}+Z_{Н}\right) + I_{ВН}\cdot Z_{М_ВН_Д} - I_{П2}\cdot Z_{М_П_Д} + I_{С1}\cdot Z_{М_С1_Д} + I_{С2}\cdot Z_{М_С2_Д} = 0, \end{cases} \quad (2.15)$$

где I – ток в обмотке трансформатора, А; Z – полное сопротивление обмотки трансформатора, Ом; $Z_М$ – магнитное сопротивление обмотки трансформатора, Ом; $Z_Н$ – сопротивление нагрузки, Ом; U – напряжение, прикладываемое к трансформатору, В.

Рассчитанные собственные и взаимные индуктивности обмоток трансформатора используются для расчета их полного сопротивления и сопротивления взаимной индуктивности по формулам:

$$Z = R + j \cdot \omega \cdot L; \tag{2.16}$$

$$Z_M = j \cdot \omega \cdot M. \tag{2.17}$$

Токи, протекающие в обмотках трансформатора, в нормальном режиме работы рассчитываются по закону Ома в матричной форме:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{\dot{Z}}, \tag{2.18}$$

где $\dot{Z}$ – матрица сопротивлений.

Матрица сопротивлений, составленная по системе уравнений (2.15), приведена в таблице 2.4.

Таблица 2.4 – Матрица сопротивлений для расчета токов в обмотках трансформатора

	$I_{ВН}$	$I_Р$	$I_{П1}$	$I_{П2}$	$I_{С1}$	$I_{С2}$	$I_Д$
$I_{ВН}$	$4*Z_{ВН}$	0	0	0	$Z_{М_ВН_С1}$	$Z_{М_ВН_С2}$	$Z_{М_ВН_Д}$
$I_Р$	0	$2*Z_Р$	$-Z_{М_П_Р}$	$-Z_{М_П_Р}$	0	0	0
$I_{П1}$	0	$- Z_{М_П_Р}$	$2*Z_П$	0	0	0	0
$I_{П2}$	0	$- Z_{М_П_Р}$	0	$2*Z_П$	$-Z_{М_П_С1}$	$-Z_{М_П_С2}$	$-Z_{М_П_Д}$
$I_{С1}$	$Z_{М_ВН_С1}$	0	0	$-Z_{М_П_С1}$	$Z_{С1}+Z_Н$	$Z_{М_С1_С2}$	$Z_{М_С1_Д}$
$I_{С2}$	$Z_{М_ВН_С2}$	0	0	$-Z_{М_П_С2}$	$Z_{М_С1_С2}$	$Z_{С2}+Z_Н$	$Z_{М_С2_Д}$
$I_Д$	$Z_{М_ВН_Д}$	0	0	$-Z_{М_П_Д}$	$Z_{М_С1_Д}$	$Z_{М_С2_Д}$	$Z_Д+Z_Н$

Алгоритм расчета токов, протекающих в обмотках трансформатора, в нормальном режиме работы в программе MATLAB приведен в Приложении В, а результаты расчета – в таблице 2.5. При отсутствии нагрузки ток в связующих катушках отсутствует. Расчет токов в обмотках трансформатора также был выполнен в программе Simulink (Приложение Г). Модель трансформатора в программе Simulink показана на рисунке 2.13. Результаты расчетов совпали с ранее полученными результатами.

Таблица 2.5 – Токи, протекающие в обмотках трансформатора

Обозначение тока	Значение
$I_{ВН}$	0.0072 - 0.1141j
$I_{Р}$	-0.8043 + 0.0829j
$I_{П1}$	-0.3532 - 0.0164j
$I_{П2}$	-2.1162 + 0.8575j
$I_{С1}$	-0.4273 + 0.2948j
$I_{С2}$	-0.4103 + 0.2848j
$I_{Д}$	-0.6987 + 0.4904j

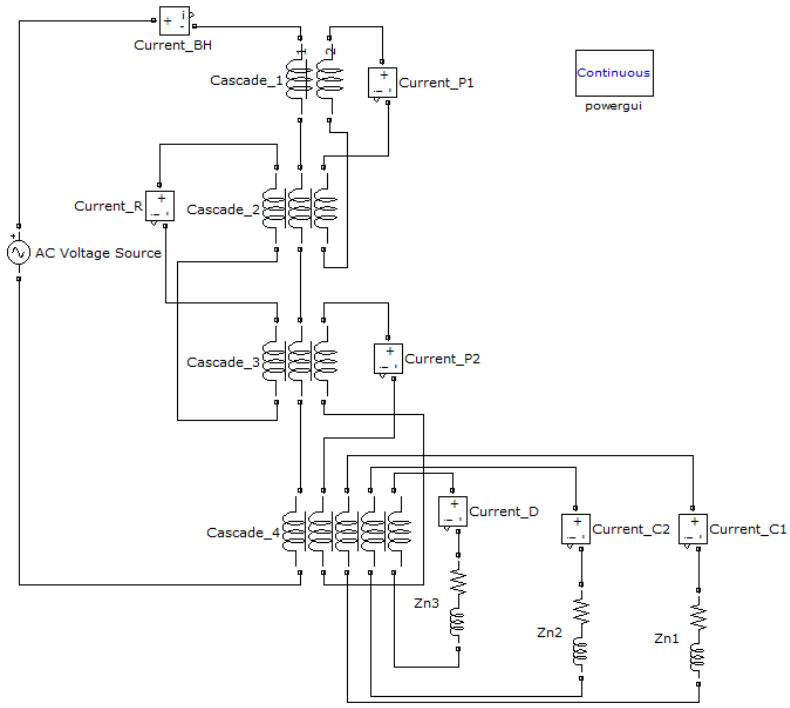
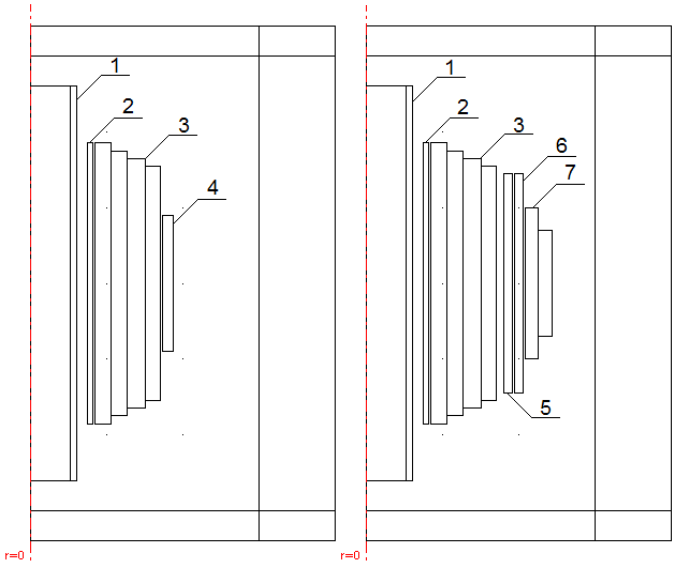


Рисунок 2.13 – Модель трансформатора в программе Simulink

2.2.3 Гибридная полевая и цепная математическая модель трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами

Программные пакеты конечноэлементного моделирования позволяют выполнять комбинированные полевые и цепные расчеты.

Трансформатор напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов может быть полностью смоделирован только в трехмерной расчетной области. Результаты расчета влияния каскадов трансформатора друг на друга позволяют сделать вывод о том, что параметры каскадов трансформатора можно рассчитывать на отдельных осесимметричных моделях с допустимой инженерной погрешностью. В целях экономии машинного времени и оперативной памяти в электрическую цепь соединялись двухмерные осесимметричные модели каскадов трансформатора (рисунок 2.14).



а) б)

а – расчетная область трех верхних каскадов трансформатора; б – расчетная область нижнего каскада трансформатора; 1 – магнитопровод; 2 – внутренняя связующая катушка П; 3 – обмотка высокого напряжения; 4 – внешняя связующая катушка Р; 5 – вторичная обмотка С1; 6 – вторичная обмотка С2; 7 – вторичная обмотка Д

Рисунок 2.14 – Расчетная область каскадов трансформатора с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов

Три верхних каскада трансформатора имеют одинаковую расчетную область, но разные параметры (токи и напряжения), поэтому для их моделирования используется одна расчетная область с тремя системами уравнений, решаемых относительно векторного магнитного потенциала.

Для соединения полевых моделей в электрическую цепь использовался модуль SPICE программного пакета COMSOL Multiphysics. Описание электрической цепи трансформатора с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов в модуле SPICE при номинальной мощности 100 В·А (cos φ=0.8) приведено в Приложении Д.

Обмотка полевой модели каскада трансформатора в модуле SPICE описывается в следующем формате:

.SUBCKT *Название_обмотки Напряжение_на_обмотке Ток_через_обмотку* COMSOL:*
.ENDS

Ток, протекающий через обмотки, рассчитывается на основе уравнений, описывающих электрическую цепь трансформатора. Напряжение на обмотке рассчитывается на полевой модели по следующей формуле:

$$U = I \cdot R - \frac{n}{S}\int_S \int_l \vec{E} dl dS \qquad (2.19)$$

где n – количество витков обмотки; E – напряженность электрического поля, В/м; S – площадь поперечного сечения обмотки, м^2; I – ток, протекающий через обмотку и рассчитываемый в модуле SPICE, А; R – активное сопротивление обмотки, Ом.

Результаты расчетов на гибридной полевой и цепной модели трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов приведены в таблице 2.6.

Таблица 2.6 – Токи и напряжения трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов

Название элемента цепи	Ток через элемент цепи	Напряжение на элементе цепи
Обмотка ВН (X1, X2, X3, X4)	-0.007159+0.114026j	-31918.715979-152.816319j
Связующая обмотка Р (X22, X32)	0.793125-0.085727j	-27.939691-1.593812i
Связующая обмотка П1 (X11, X21)	0.343462+0.014185j	-26.031577-1.561219j
Связующая обмотка П2 (X31, X41)	2.125155-0.868215j	-25.802323-1.356905j
Обмотка С1 (X42)	0.430485-0.296614j	-52.235658-2.100024j
Обмотка С2 (X43)	0.413308-0.286723j	-50.268001-1.86069j
Обмотка Д (X43)	0.696518-0.488525j	-85.032914-2.70907j

2.2.4 Методы компенсации амплитудной и фазовой погрешностей трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами

Анализируя результаты расчетов можно сделать вывод о том, что трансформатор напряжения с разомкнутыми магнитопроводами имеет значительную как амплитудную погрешность, так и фазовую погрешности. Исследования различных способов компенсации данных погрешностей на разработанных математических моделях позволили найти наиболее оптимальный способ компенсации фазовой погрешности [19], при этом амплитудная погрешность может быть компенсирована традиционно витковой коррекцией. Рассмотрим компенсацию амплитудной и фазовой погрешности на примере обмотки С1. Для компенсации амплитудной и фазовой погрешности вторичная обмотка С1 разделена на обмотки С11 и С12 и к обмотке С12 последовательно подключен резистор R12 (рисунок 2.15). Компенсация амплитудной погрешности выполняется путем изменения количества витков в обмотках С11 и С12, а для компенсации фазовой погрешности дополнительно изменяется сопротивление резистора R12.

Количество витков в катушках С11 и С12, а также сопротивление R12 подбиралось на основе ряда совместных полевых и цепных расчетов. Было

установлено, что при n_{C1} =220, n_{C2}=178 и R12=1,2 Ом вторичное напряжение равно 100 В, а угол между вторичным и первичным напряжениями равен 0.

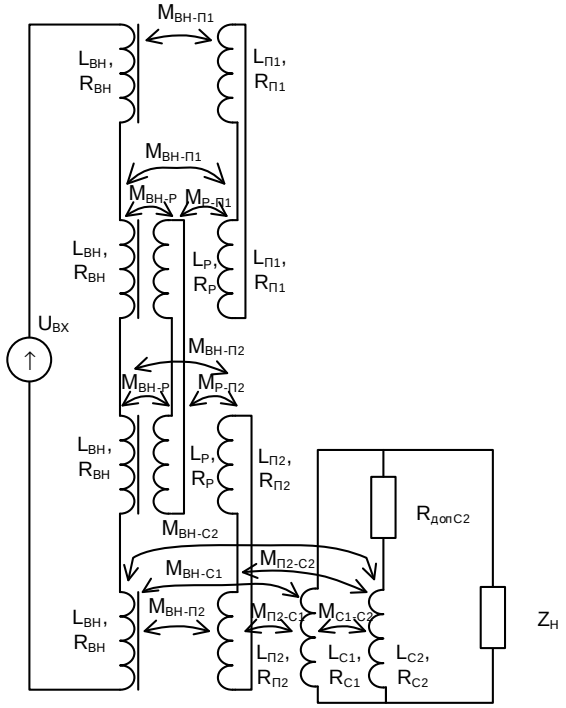


Рисунок 2.15 – Схема замещения трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов и с компенсацией амплитудной и фазовой погрешностей

Определение погрешности напряжения и угловой погрешности трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов выполняется обобщенным методом численного моделирования электромагнитного поля совместно с расчетом электрической цепи (совместного полевого и цепного расчета). Режимы работы модели выбираются аналогичными работе физических моделей, как это требуют нормативные документы по испытанию трансформаторов напряжения (ГОСТ 1983-2001, ГОСТ 8.216-88). В частности, погрешности трансформаторов определяются при значениях первичного напряжения 20, 50, 80 и 120% номинального значения, при значениях полной мощности, отдаваемой исследуемым трансформатором в цепь нагрузки вторичных обмоток, равных $0,25 \cdot S_{ном} \left(\frac{U_1}{U_{1ном}} \right)^2$ и $S_{ном} \left(\frac{U_1}{U_{1ном}} \right)^2$ (при номинальном

коэффициенте мощности 0,8), для каждого значения напряжения. Погрешность напряжения исследуемой конструкции составила 3,3%, а угловая – 57,0 мин.

2.3 Сравнительный анализ вариантов конструкций трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами

Класс точности конструкции трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов равен 6Р (в соответствии с ГОСТ 1983-2001 при погрешности напряжения 3,3% и угловой погрешности 57,0 мин). С целью получения лучшего класса точности трансформатора напряжения с разомкнутым магнитопроводом были предложены для исследования варианты конструкций, показанные на рисунке 2.16 (конструкции 2-9).

Варианты конструкций обусловлены в основном наличием и расположением кольцеобразных ферромагнитных вставок, выполненных вокруг обмоток трансформатора для уменьшения сопротивления обратного замыкания (магнитного потока), реализованных таким образом, чтобы они не мешали выполнению высоковольтной изоляции. Конструкция с полностью замкнутыми магнитопроводами (рисунок 2.16, конструкция 10) приведена исключительно для сравнительного анализа погрешностей и не может быть практически реализована.

Исследование предложенных конструкций было выполнено аналогично, как это сделано для конструкции с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов. В результате вычислительных экспериментов было установлено, что погрешность напряжения и угловая погрешность зависят от количества обмоток, их активного и реактивного сопротивлений (количества витков, геометрических параметров обмоток), формы магнитной системы трансформатора напряжения (таблица 2.7). Отдельно отметим зависимость погрешности от выбранной номинальной мощности трансформатора напряжения, которая, по результатам расчетов, подчиняется графику, приведенному в Приложении А ГОСТ 1983-2001 (рисунок 2.17).

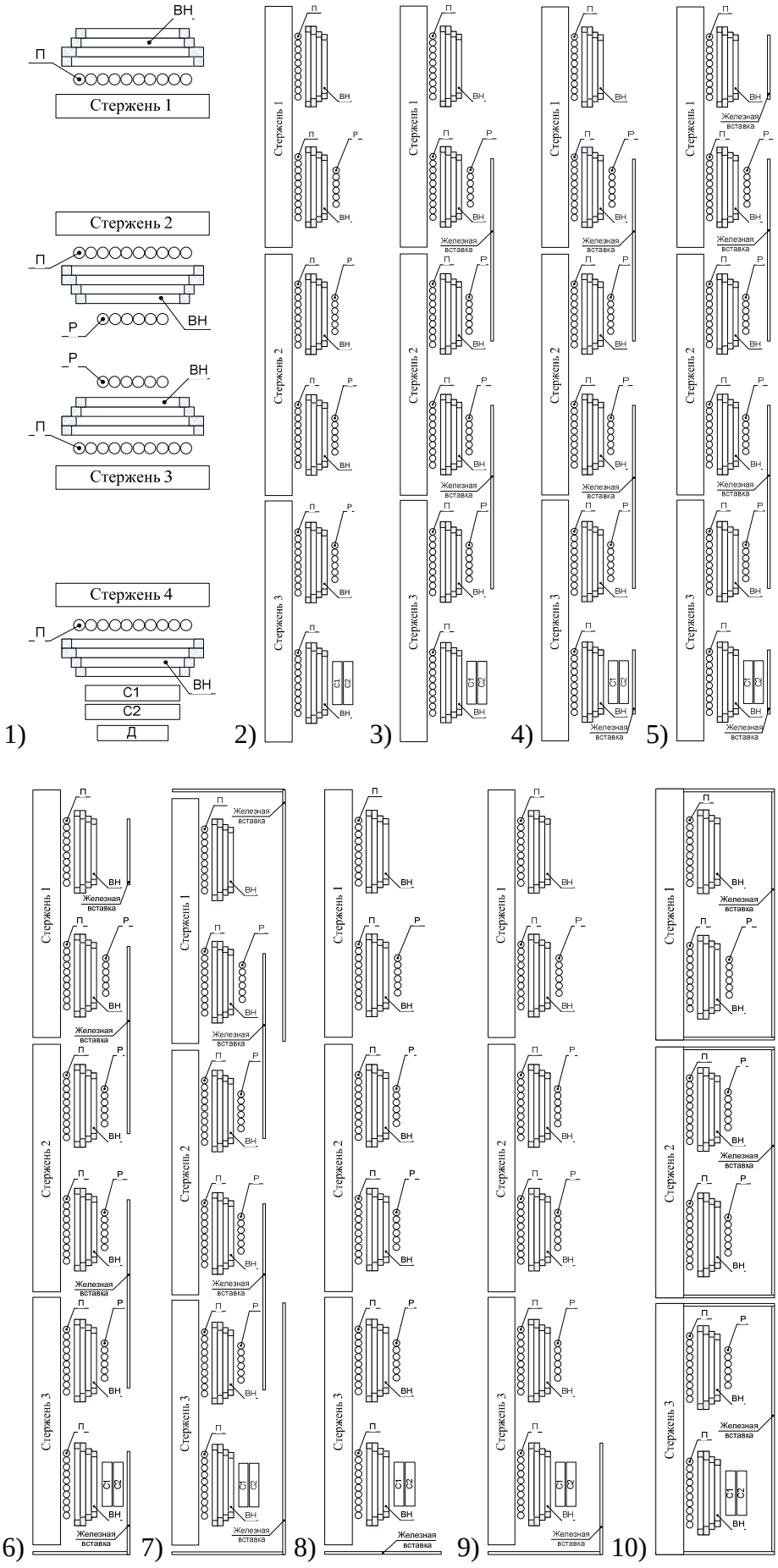


Рисунок 2.16 – Конструкции магнитных систем трансформатора

Таблица 2.7 – Характеристики различных конструкций трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами

№ констр.	Кол-во витков в катушках ВН	Мощность 100 В·А				Мощность 10 В·А			
		Погрешность напряжения, %	Угловая погрешность, мин	Средняя магнитная индукция стержней, Тл	Ток через обмотки ВН, А	Погрешность напряжения, %	Угловая погрешность, мин	Средняя магнитная индукция стержней, Тл	Ток через обмотки ВН, А
1	60690	3.317	57.018	0.69437	0.16197	0.3368	5.66	0.69423	0.16135
2	62847	5.45254	118.146	0.51396	0.02533	0.54847	10.967	0.51377	0.02579
	30000	1.19625	21.279	1.07608	0.10971	0.11807	2.078	1.07608	0.10928
3	62847	5.6368	120.586	0.51345	0.02491	0.56518	11.218	0.51323	0.02529
	30000	1.19751	20.601	1.07517	0.10365	0.11794	2.014	1.07499	0.10316
4	62847	5.66981	133.653	0.51357	0.02467	0.56051	13.766	0.51377	0.02516
	30000	1.21665	21.205	1.07298	0.10153	0.11974	2.069	1.07298	0.10103
5	62847	5.8589	137.789	0.51305	0.02429	0.57899	14.202	0.51323	0.0248
	30000	1.25991	21.879	1.07115	0.09969	0.12402	2.136	1.07115	0.09918
6	62847	4.94171	103.871	0.51505	0.02088	0.4433	9.561	0.51487	0.02007
	30000	1.08739	19.41	1.07535	0.08776	0.10768	1.903	1.07535	0.08718
7	62847	5.86122	116.918	0.51724	0.01723	0.54664	11.872	0.51742	0.01727
	30000	1.17297	18.046	1.08283	0.07031	0.11441	1.75	1.08283	0.06975
8	30000	1.01925	16.796	1.08119	0.09509	0.1005	1.645	1.08119	0.09456
9	30000	0.98574	15.976	1.08082	0.09032	0.09657	1.576	1.08082	0.08968
10	30000	0.1773	4.557	1.08739	0.0579	0.01772	0.457	1.08739	0.0579

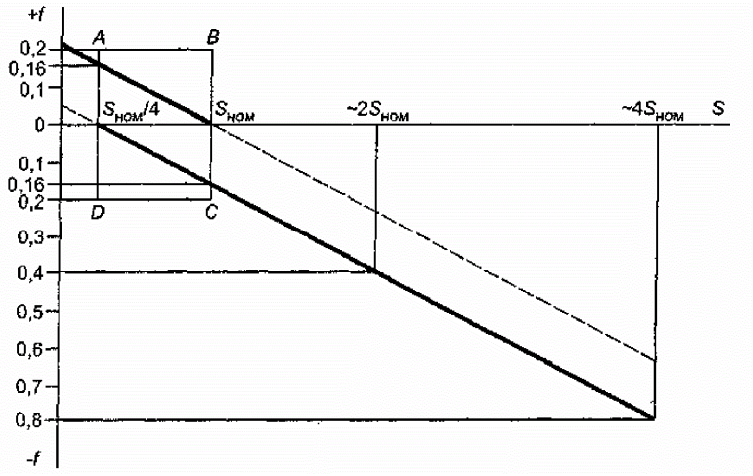


Рисунок 2.17 – Зависимость погрешности от номинальной мощности ТН

Для наглядного анализа результаты моделирования вариантов конструкций трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами представлены с помощью гистограмм (рисунки 2.18-2.23), на которых по оси x отложены номера конструкций трансформаторов (см. рисунок 2.16). Погрешности напряжения и угловые погрешности вариантов конструкций представлены на рисунках 2.18-2.21, исходя из номинальных мощностей 100 и 10 В·А. Средние значения магнитной индукции и амплитуды токов, протекающих через обмотку высокого напряжения, представлены на рисунках 2.22 и 2.23, соответственно, при номинальной мощности 10 В·А.

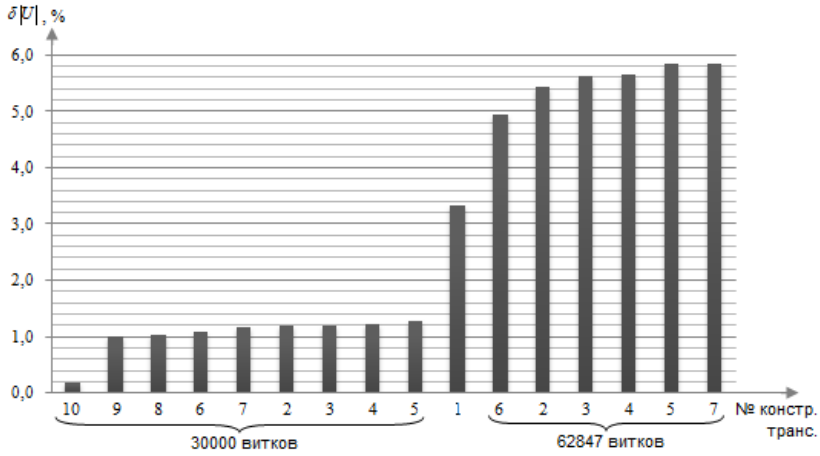


Рисунок 2.18 – Гистограмма погрешности напряжения при мощности 100 В·А

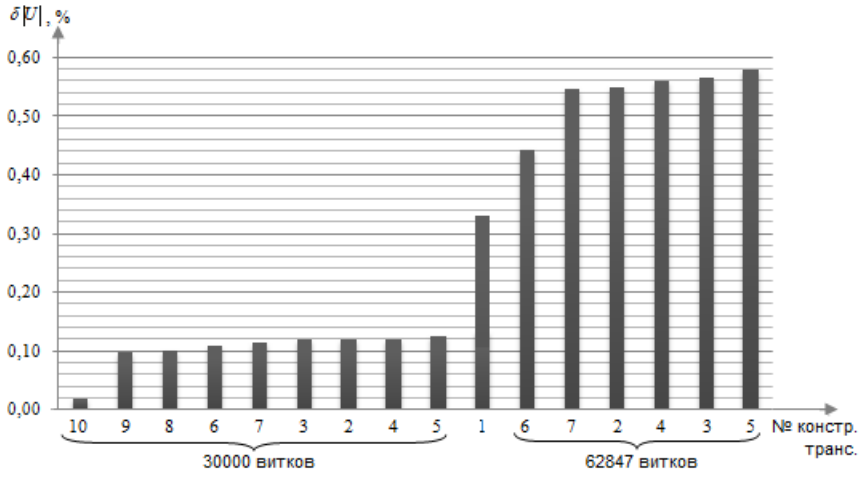


Рисунок 2.19 – Гистограмма погрешности напряжения при мощности 10 В·А

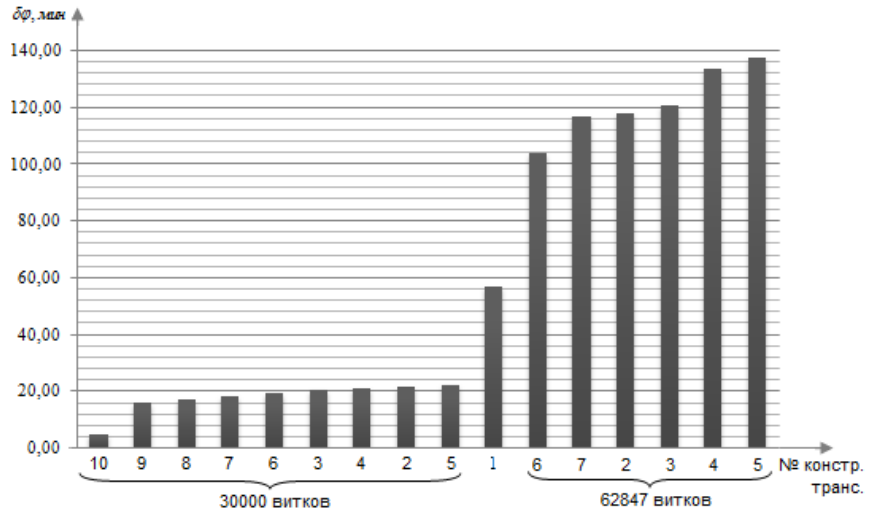


Рисунок 2.20 – Гистограмма угловой погрешности при мощности 100 В·А

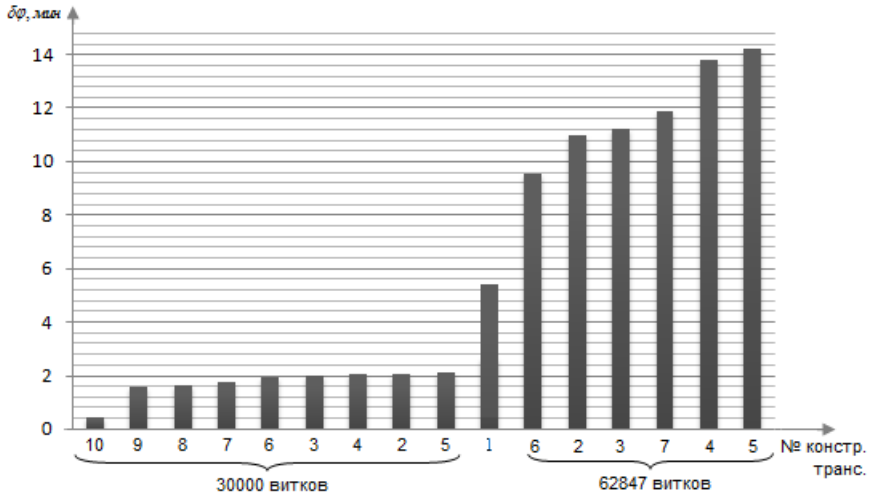


Рисунок 2.21 – Гистограмма угловой погрешности при мощности 10 В·А

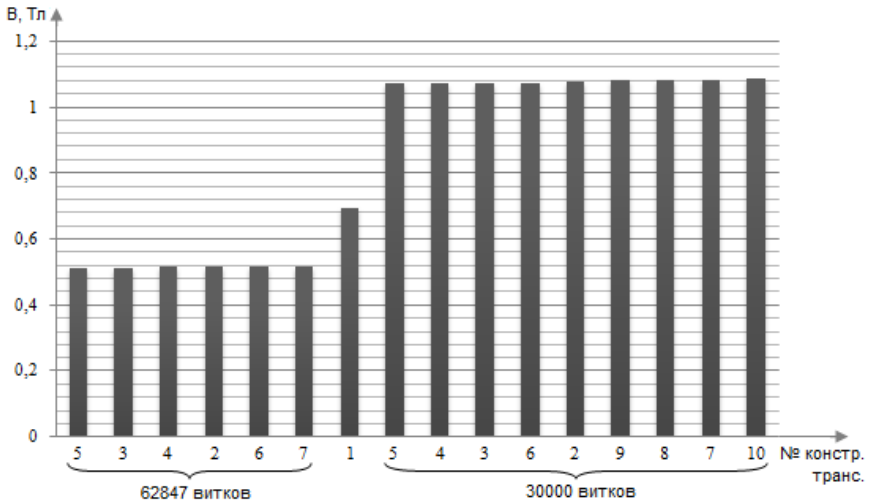


Рисунок 2.22 – Гистограмма средней магнитной индукции при мощности 10 В·А

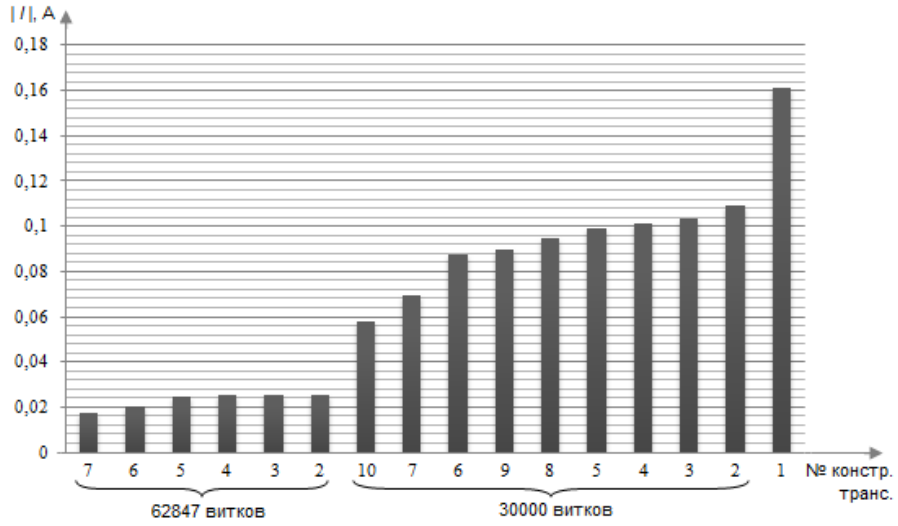


Рисунок 2.23 – Гистограмма амплитуды тока, протекающего через катушки ВН, при мощности 10 В·А

Анализируя результаты расчетов конструкций трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами (рисунки 2.18-2.23) можно подтвердить известные положения и сделать дополнительные выводы:

1. Трансформаторы напряжения с разомкнутыми магнитопроводами уступает по точности трансформаторам с замкнутым магнитопроводом.

2. Трансформаторы напряжения с меньшим значением активного сопротивления катушек высокого напряжения имеют более высокий класс точности, но при этом и большее значение средней индукции магнитного поля в стержневых магнитопроводах.

3. Добавление ферромагнитных вставок в верхнюю часть трансформаторов не способствует уменьшению амплитудных и фазовых погрешностей. Среди исследуемых конструкций трансформаторов напряжения наибольший класс точности имеет конструкция 9 (рисунок 2.16).

4. Ток, протекающий через катушки высокого напряжения трансформатора, уменьшается при добавлении ферромагнитных вставок. Среди конструкций антирезонансного трансформатора наименьший ток протекает в конструкции 7 (рисунок 2.16).

5. Среднее значение магнитной индукции в стержнях практически не зависит от выбранной номинальной мощности, количества и расположения дополнительных ферромагнитных вставок.

6. Чем меньше мощность, на которую рассчитан трансформатор, тем выше его класс точности.

2.4 Разработка алгоритма нестационарного расчета полевых моделей трансформатора напряжения совместно с внешними электрическими цепями энергетических объектов

Полевое математическое моделирование дает наиболее полное представление о поведении исследуемых измерительных трансформаторов в различных режимах, однако для их исследования в динамических режимах важно учитывать взаимодействие моделируемых трансформаторов с внешними электрическими цепями и схемами энергетических объектов. Также для исследования динамических свойств, включая и антирезонансные свойства трансформаторов напряжения необходимо учитывать электрические связи между отдельными каскадами внутри трансформаторов каскадного исполнения, и одновременно "подключать" полевые модели к внешним первичным и вторичным электрическим цепям.

Обоснование подхода к созданию комбинированных моделей

Для создания комбинированных полевых-цепных моделей удобно использовать программные комплексы COMSOL Multiphysics и MATLAB. Полевая модель, созданная в программе COMSOL Multiphysics, может "подключаться" к электрической цепи при помощи встроенного модуля SPICE либо взаимодействовать с программами Simulink, SimPowerSystem программного комплекса MATLAB.

Исследования электромагнитного поля и режимов работы трансформатора напряжения наиболее удобно выполнять на основе решения уравнения,

описывающего электромагнитное взаимодействие и записанного относительно векторного магнитного потенциала $\vec{A}$:

$$\sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t}+\nabla\times\left(\mu_0^{-1}\mu^{-1}\nabla\times\vec{A}\right)=\vec{\delta}, \qquad (2.20)$$

где t – время,с; μ_0, μ_r – абсолютная и относительная магнитные проницаемости соответственно, $\vec{\delta}$ - вектор плотности сторонних токов, А/м^2. Решение уравнения (2.20) осуществляется при заданном распределении вектора плотности тока, который можно легко получить, если заданы токи в обмотках (поверхностным эффектом и эффектом близости в силу малости сечения проводов обмотки пренебрегаем).

Сложность интеграции полевых и цепных моделей заключается в том, что для расчета магнитного поля по уравнению (2.20), изначально должны быть заданы токи (плотности токов), в то время как для расчета цепи с нелинейными индуктивными элементами изначально необходимо задавать напряжения.

Выполнение нестационарных расчетов с использованием встроенного в программу COMSOL Multiphysics модуля SPICE, при выборе соответствующих настроек решателя, позволяет достичь приемлемой точности и устойчивости, однако часто для подбора приемлемых настроек требуется довольно много времени. Кроме того, программный комплекс Simulink+SimPowerSystem дает гораздо более широкие возможности для моделирования внешних по отношению к трансформатору электрических схем в сравнении с модулем SPICE программы COMSOL Multiphysics. Поэтому для реализации интегрированных моделей COMSOL Multiphysics совместно с Simulink+SimPowerSystem был составлен специальный алгоритм.

На первом этапе исследование численной модели, содержащей взаимодействующие между собой полевую и цепную части, было выполнено для наиболее простого случая, где в качестве исследуемого объекта выбран индуктивный элемент с ферромагнитным сердечником, моделирующий

первичную обмотку трансформатора и подключаемый к источнику постоянного либо синусоидального напряжения (потери на гистерезис и вихревые токи не учитывались) с целью определения погрешности расчетов и вычислительной устойчивости. Исследование численных алгоритмов, выполнено с использованием приложения Simulink программы MATLAB. Уравнения, описывающие поведение модели, записанные в соответствии с теорией электрических цепей реализованы по алгоритмам, представленным ниже с использованием операции интегрирования (*) и дифференцирования (**):

$$(*) \to U_L = E - i \cdot R \to \psi = \int_{t_0}^{t_{тек}} U_L dt \to \Phi = \frac{\psi}{n} \to \cdots$$

$$\cdots \to B = \frac{\Phi}{St} \to H = \frac{B}{\mu \cdot \mu_0} \to i = \frac{H \cdot lt}{n} \to (*),$$

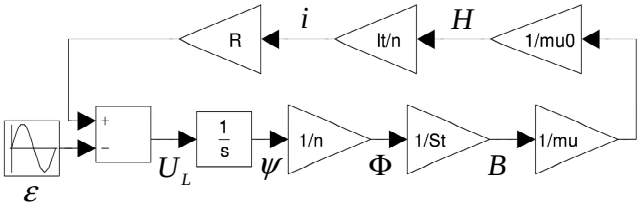
$$(**) \to H = \frac{i \cdot n}{lt} \to B = \mu \cdot \mu_0 \cdot H \to \Phi = B \cdot St \to \cdots$$

$$\cdots \to \psi = \Phi \cdot n \to U_L = \frac{d\psi}{dt} \to i = \frac{E - U_L}{R} \to (**),$$

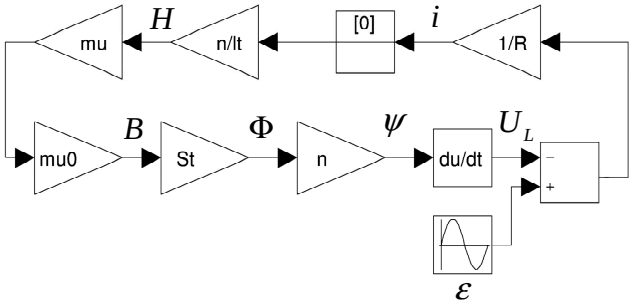
где U_L – напряжение на индуктивном элементе, В; E – ЭДС источника напряжения, В; i – ток в индуктивном элементе, А; R – активное сопротивление индуктивного элемента, Ом; ψ – потокосцепление, Вб; Ф – магнитный поток, Вб; n –количество витков обмотки индуктивного элемента; B – магнитная индукция, Тл, St – площадь поперечного сечения магнитопровода, м^2; H – вектор напряженности магнитного поля, А/м; lt – длина магнитопровода, м. Реализация алгоритмов (*) и (**) выполнена в Simulink и представлена на рисунке 2.24.

Результаты расчетов на представленных моделях полностью подтвердили классические положения из теории численного решения. Так численные эксперименты на модели с интегрированием (рисунок 2.24, а) показали вычислительную устойчивость, а при моделировании сердечника с постоянной магнитной проницаемостью, результаты расчетов с высокой степенью точности

совпали с расчетом по классическому уравнению для переходного процесса в цепи с индуктивностью (рисунок 2.25 – кривая 1). Расчеты на модели с дифференцированием демонстрировали вычислительную неустойчивость, и высокую погрешность, например, при включение индуктивного элемента на постоянное напряжение переходный процесс вовсе не наблюдается (рисунок 2.25 – кривая 2).



а)



б)

Рисунок 2.24 – Расчетная модель с интегрированием (а) и дифференцированием (б)

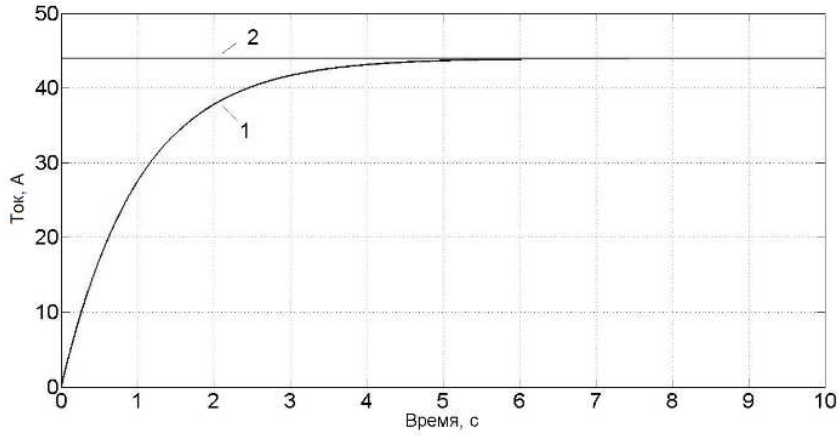
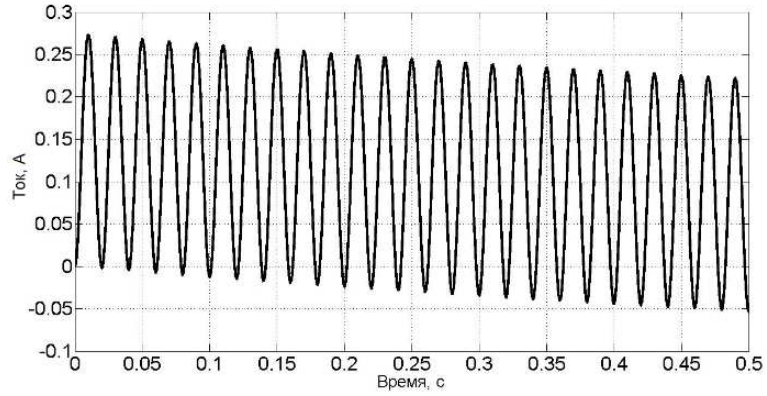
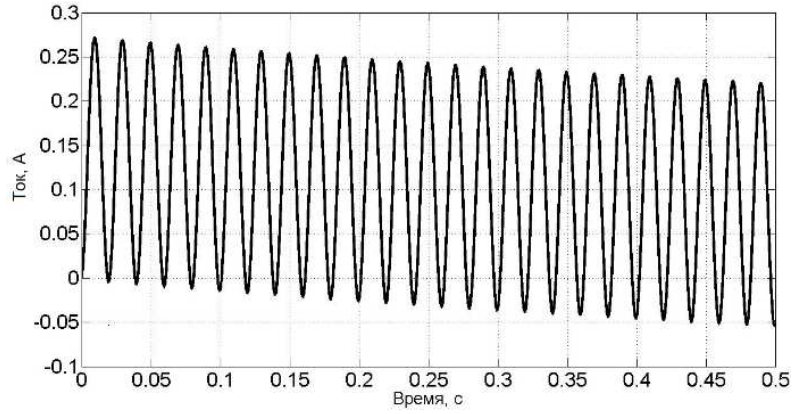


Рисунок 2.25 – Формы тока при включении индуктивного элемента на постоянное напряжение (кривая 1 – расчет по модели, показанной на рисунке 2.24, а, кривая 2 – расчет по модели, показанной на рисунке 2.24, б)

Эксперименты с расчетом переходного процесса при включении индуктивного элемента на синусоидальное напряжение показали, что можно получить приемлемую точность и на модели с дифференцированием при выборе определенного шага интегрирования, и что особенно важно, только при подключении источника напряжения с нулевой фазой. Результаты вычислений с синусоидальным источником напряжения для схем с интегрированием и дифференцированием представленные на рисунке 2.26 а) и рисунке 2.26 б) соответственно демонстрируют совпадение результатов. Но как только появляется сдвиг начальной фазы источника напряжения, результаты расчета из-за ошибки становятся неприемлемыми, как показано на рисунке 2.27.



а)



б)

Рисунок 2.26 – Формы тока в индуктивном элементе при синусоидальном напряжении на модели с интегрированием а) и модели с дифференцированием б)

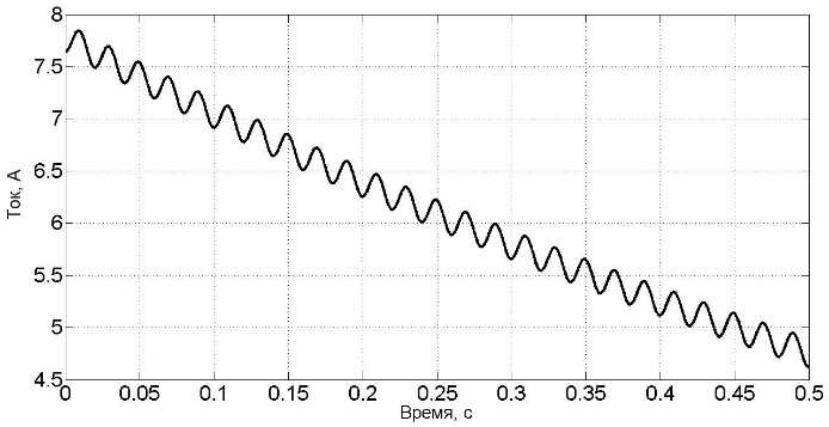


Рисунок 2.27 – Форма тока в индуктивном элементе на модели с дифференцированием при подключении синусоидального напряжения с начальным фазовым сдвигом - 10°

На графиках, представленных на рисунках 2.25 и 2.27, ток в индуктивном элементе при расчете на модели с дифференцированием изменяется скачком, что безусловно неприемлемо и противоречит законам коммутации. При подключении полевой модели реализованной в программе COMSOL Multiphysics к схеме, реализующей структуру (рисунок 2.24, б), собранной в Simulink при использовании нелинеаризованного статического блока полевой модели COMSOL Multiphysics решатели Simulink не сходятся.

Исследование численного решения для интеграции пакетов COMSOL Multiphysics и MATLAB на примере включения индуктивного элемента с ферромагнитным сердечником к источнику напряжения

Пренебрегая токами вторичной обмотки трансформатора, не учитывая взаимную индуктивность приходим к уравнению, известному из теории электрических цепей:

$$\frac{\partial \psi}{\partial t} = L\frac{\partial i}{\partial t} + i\frac{\partial L}{\partial t} = E - i \cdot R, \qquad (2.21)$$

где L – индуктивность первичной обмотки трансформатора, Гн.

Пренебрегая слагаемым $i\frac{\partial L}{\partial t}$, перейдем от производных к приращениям

$$\frac{\Delta\psi}{\Delta t}=\frac{\psi_k-\psi_{k-1}}{\Delta t}=E-i_{k-1}\cdot R, \tag{2.22}$$

$$L_{k-1}\frac{\Delta i}{\Delta t}=L_{k-1}\cdot\frac{i_k-i_{k-1}}{\Delta t}=E-i_{k-1}\cdot R, \tag{2.23}$$

где k – номер временного шага.

Выражая i_k из формулы (2.23), получим формулу приближенного значения тока на к-ом временном шаге:

$$i_k^{(0)}=i_{k-1}+\frac{E-i_{k-1}\cdot R}{L_k^{(0)}}\cdot\Delta t, \tag{2.24}$$

где $L_k^{(0)}$ – начальное приближение индуктивности первичной обмотки трансформатора, Гн.

Потокосцепление на k-ом временном шаге вычисляется по формуле:

$$\psi_k=L_k\cdot I_k. \tag{2.25}$$

Невязка по потокосцеплению, отнесенная к шагу по времени, вычисляется по формуле:

$$\frac{\Delta\psi_{невязка}}{\Delta t}=\frac{\psi_k-\psi_{k-1}}{\Delta t}-(E-i_k\cdot R). \tag{2.26}$$

Откуда

$$\Delta\psi_{невязка} = \psi_k - \psi_{k-1} - (E - i_k \cdot R) \cdot \Delta t. \quad (2.27)$$

С другой стороны

$$\frac{\Delta\psi_{невязка}}{\Delta t} = L_k^{(1)} \cdot \frac{\Delta i_{невязка}}{\Delta t} = L_k^{(1)} \cdot \frac{i_k^{(0)} - i_k^{(1)}}{\Delta t}. \quad (2.28)$$

Из формулы (2.28), выразим новое приближение тока на k-ом временном шаге

$$i_k^{(1)} = i_k^{(0)} - \frac{\Delta\psi_{невязки}}{L_k^{(1)}}. \quad (2.29)$$

Алгоритм вычисления тока состоит из следующих действий.

1. Задается начальное приближение индуктивности первичной обмотки трансформатора.
2. Рассчитывается начальное приближение тока по формуле (2.24).
3. Рассчитывается нового значение индуктивности первичной обмотки трансформатора.
4. Рассчитывается потокосцепление по формуле (2.25).
5. Рассчитывается невязка по потокосцеплению по формуле (2.27).
6. Рассчитывается новое значение тока по формуле (2.28).
7. Рассчитывается невязка по току.
8. Если невязка по току превышает заданную погрешность, то вычисления повторяются с пункта 3, иначе вычисления прекращаются.

Исследования разработанного алгоритма и аппроксимация кривой намагничивания. С целью последующего сопоставления результатов расчета с аналитическими методами при отсутствии насыщения был выбран трансформатор

с кольцевым (тороидальным) сердечником прямоугольного сечения с плотно и равномерно намотанной однослойной обмоткой с числом витков n. Сердечник выполнен из стали 3408 толщиной 0.3 мм, кривая намагничивания которой показана на рисунке 2.28.

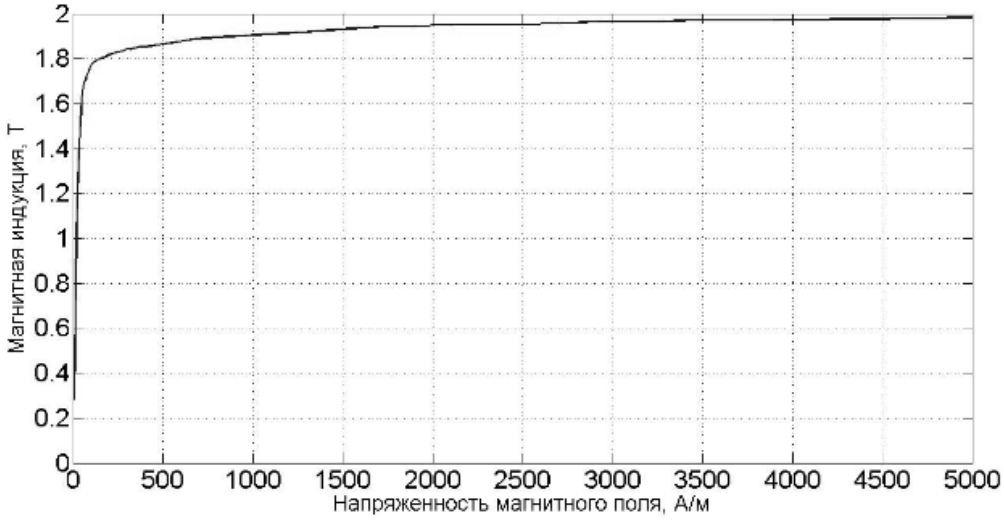


Рисунок 2.28 – Кривая намагничивания стали 3408 толщиной 0.3 мм[1]

Данную экспериментальную зависимость необходимо сгладить или аппроксимировать функцией для последующего использования в расчетах. В работе [77] показано, что монотонность зависимости H=F(B) влияет на сходимость решателя COMSOL Multiphysics и время решения.

В работах [5,10,37] предлагаются следующие виды аппроксимации кривой намагничивания.

1) Универсальная функция

$$H = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{B}{\dfrac{\mu_i - 1 + C_a \left(B/B_m\right)}{1 + C_b \left(B/B_m\right) + \left(B/B_m\right)^n} + 1}. \qquad (2.30)$$

[1] Прокат холоднокатаный тонколистовой из электротехнической анизотропной стали // Каталог продукции. – Новолипецкий металлургический комбинат. – С. 22.

2) Гиперболический синус

$$H(B) = A_1 \cdot \sin h(A_2 \cdot B). \tag{2.31}$$

3) Уточненный гиперболический синус

$$H(B) = A_1 \cdot B + A_2 \cdot \sin h(A_3 \cdot B). \tag{2.32}$$

4) Нечетный степенной полином

$$H(B) = \sum_{i=1}^{n} \left(A_k \cdot B^{2k-1} \right), \tag{2.33}$$

$$B(H) = \sum_{i=1}^{n} \left(A_k \cdot H^{2k-1} \right). \tag{2.34}$$

5) Упрощенный степенной полином

$$H(B) = \sum_{i=1}^{m} \left(A_k \cdot B^{2k-1} \right) + A_n \cdot B^{2n-1}, \tag{2.35}$$

$$B(H) = \sum_{i=1}^{m} \left(A_k \cdot H^{2k-1} \right) + A_n \cdot H^{2n-1}, \text{ где } m << n. \tag{2.36}$$

6) Формула Фрелиха

$$B(H) = \frac{H}{A_1 + A_2 \cdot H}. \tag{2.37}$$

7) Арктангенс

$$B(H) = A_1 \cdot arctg(A_2 \cdot H). \tag{2.38}$$

8) Уточненный арктангенс

$$B(H) = A_1 \cdot arctg(A_2 \cdot H + A_3). \tag{2.39}$$

9) Усложненный арктангенс 1

$$B(H) = A_1 \cdot arctg(A_2 \cdot H) + A_3 \cdot H. \tag{2.40}$$

10) Усложненный арктангенс 2

$$B(H) = A_1 \cdot arctg(A_2 \cdot H + A_3) + A_4 \cdot H. \tag{2.41}$$

11) Экспоненциальная зависимость

$$B(H) = e^{\frac{H}{A_1 + A_2 \cdot H}} - 1. \tag{2.42}$$

12) Логарифмическая зависимость

$$B(H) = A_1 \cdot \sqrt{\ln\left(A_2 \cdot H + 1\right)}. \tag{2.43}$$

13) Гиперболический тангенс

$$B(H) = A_1 \cdot th(A_2 \cdot H). \tag{2.44}$$

14) Уточненный гиперболический тангенс

$$B(H) = A_1 \cdot th(A_2 \cdot H + A_3)\,. \qquad (2.45)$$

15) Усложненный гиперболический тангенс

$$B(H) = A_1 \cdot th(A_2 \cdot H + A_3) + A_4 \cdot H\,. \qquad (2.46)$$

В таблице 2.8 показаны результаты аппроксимации экспериментальной кривой намагничивания. Из рассмотренных видов аппроксимации зависимости H(B) наилучшей является аппроксимация с помощью уточненного гиперболического синуса. Она дает небольшую ошибку аппроксимации и правильно экстраполирует зависимость H(B). Аппроксимация гиперболическим синусом является нечетной и может быть использована для расчета магнитных цепей как с постоянным, так и с переменным полем. Аппроксимация арктангенсами является наиболее точной для зависимости B(H) по тем же причинам.

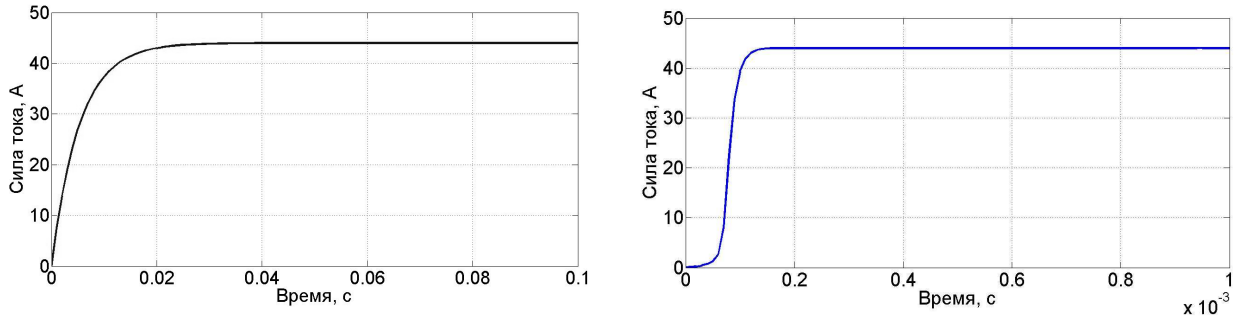
Таблица 2.8 – Результаты аппроксимации экспериментальной кривой намагничивания

Вид аппроксимирующей функции	Среднеквадратическое отклонение
Аппроксимация зависимости H(B)	
Универсальная функция	17.569
Гиперболический синус	12.835
Уточненный гиперболический синус	11.033
Нечетный полином 31 степени	6.988
Упрощенный нечетный полином 49 степени	10.308
Аппроксимация зависимости B(H)	
Формула Фрелиха	0.01195
Арктангенс	0.00833
Уточненный арктангенс	0.00301

Продолжение таблицы 2.8

Усложненный арктангенс 1	0.00833
Усложненный арктангенс 2	0.00206
Экспоненциальная зависимость	0.01162
Логарифмическая зависимость	0.02393
Гиперболический тангенс	0.00743
Уточненный гиперболический тангенс	0.00725
Усложненный гиперболический тангенс	0.04197

Результаты расчетов простейшей модели (индуктивный элемент с ферромагнитным сердечником, подключенный к источнику напряжения) по разработанному алгоритму (рисунки 2.29, 2.30) доказывают, что алгоритм позволяет исключить ошибки, связанные с использованием операции дифференцирования при расчете модели. Реализация алгоритма расчета для простейшей модели на языке MATLAB приведена в Приложении Е.



а) б)

а – форма тока при постоянной магнитной проницаемости стали сердечника,

б – форма тока при нелинейной магнитной проницаемости стали сердечника

Рисунок 2.29 – Результаты расчета переходного процесса в индуктивном элементе при подключении источника постоянного напряжения

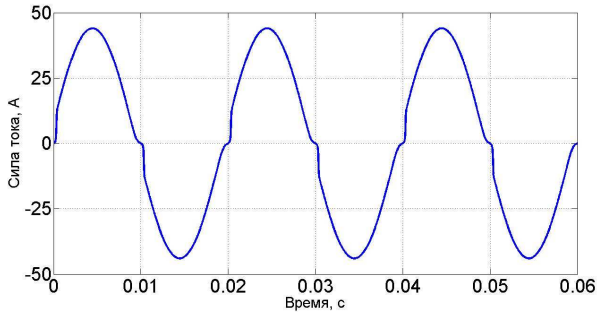


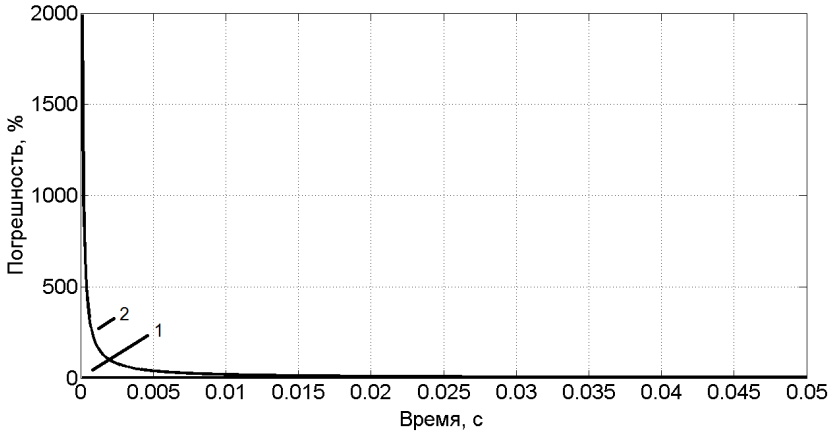
Рисунок 2.30 – Результаты расчета переходного процесса в индуктивном элементе при подключении источника переменного напряжения и нелинейной магнитной проницаемости стали сердечника

В таблице 2.9 показаны результаты исследования зависимости сходимости решателя COMSOL Multiphysics от вида интерполяции экспериментальных данных.

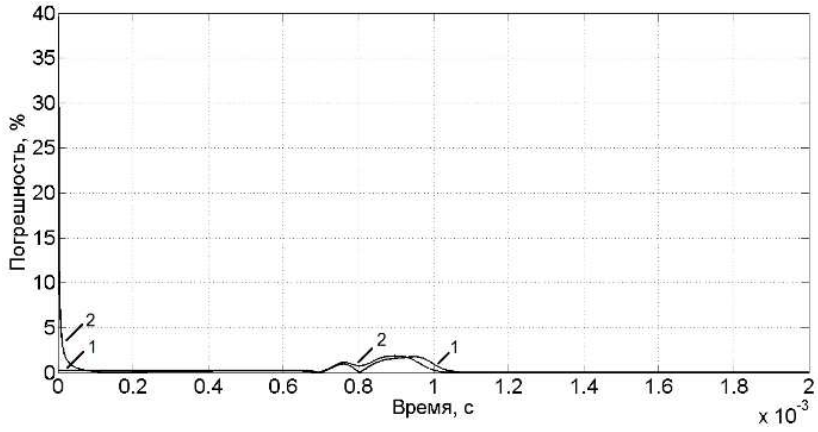
Таблица 2.9 – Моделирование зависимости H=F(B)

Вид интерполяции или аппроксимации	Время расчета, с
Экспериментальная зависимость, кубический сплайн, частично-кубическая интерполяция, линейная интерполяция, метод «ближайший сосед»	Решатель не сошелся
Сглаженная экспериментальная зависимость, кубический сплайн	148.668
Сглаженная экспериментальная зависимость, частично-кубическая интерполяция	188.12
Сглаженная экспериментальная зависимость, линейная интерполяция	390.656
Сглаженная экспериментальная зависимость, метод «ближайший сосед»	Решатель не сошелся
Уточненный гиперболический синус	230.943

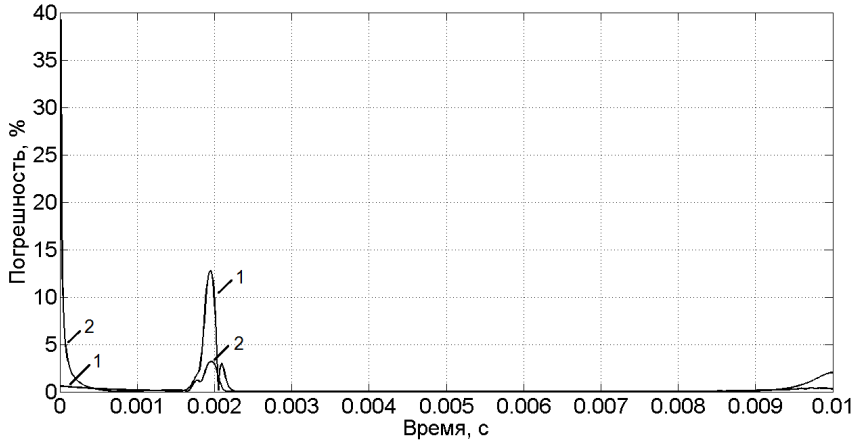
На втором этапе исследования разработанного алгоритма полевая модель объекта исследования при помощи языка программирования MATLAB была "подключена" к алгоритму расчета (Приложение Ж). Погрешность расчета значений тока по разработанному алгоритму и алгоритму, заложенному в SPICE модуле была вычислена относительно величины тока, рассчитанной на модели Simulink с интегрированием (рисунок 2.31).



а)



б)



в)

а – при включении на постоянное напряжение, б – при включении на постоянное напряжение, катушка с нелинейной зависимостью магнитной проницаемости материала магнитопровода, в – при включении на синусоидальное напряжение, с начальной фазой 10°, с нелинейной магнитной проницаемостью

1 – расчет по алгоритму с подключенной полевой моделью COMSOL Multiphisics,

2 – расчет в SPICE модуле

Рисунок 2.31 – Погрешность расчета величины тока

Приведем некоторые рекомендации по выбору параметров разработанного алгоритма.

1. При выборе значения шага по времени необходимо учитывать значение индуктивности. Чем меньше значение индуктивности, тем меньше должен быть и шаг по времени. В соответствии с формулой (2.29) новое приближение величины тока зависит от невязки по потокосцеплению (зависит от шага по времени) и значения индуктивности. Если эти величины отличаются друг от друга на несколько порядков, то новое приближение величины тока будет также сильно отличаться от предыдущего значения и, впоследствии, расчет может не сойтись.

2. При выборе значения шага по времени необходимо учитывать, что, чем меньше шаг, тем меньше выполняется внутренних циклов подбора тока на каждом временном шаге и тем более точен результат расчета, но тем больше временных шагов на заданном временном интервале и тем больше времени затрачивается на расчет.

3. Начальное приближение индуктивности лучше выбирать много больше реального, чем меньше его. Это утверждение вытекает из формулы начального приближения значения тока (2.24). Чем меньше начальное приближении индуктивности, тем больше начальное приближение тока будет отличаться от значения тока в начальный момент времени и тем больше вероятность того, что расчет может не сойтись.

2.5 Выводы по второй главе

1. Разработаны гибридные полевые и цепные модели трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами и специальный алгоритм, позволяющие выполнять исследование переходных процессов в электроэнергетической системе с данным типом трансформаторов напряжения в нормальном и аварийном режимах работы.

2. Разработанные методики расчета трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами позволяют определять метрологические

характеристики данного вида трансформаторов. Данные методики могут быть применены не только к разнообразным конструкциям трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами, но и к традиционным трансформаторам с замкнутыми магнитопроводами.

3. Использование разомкнутой магнитной системы позволяет получить трансформатор с необходимым классом точности при невысокой номинальной мощности. Низкая номинальная мощность накладывает ограничение на традиционное использование таких трансформаторов напряжения. Однако, современные микропроцессорные терминалы релейной защиты, такие как БРЕСЛЕР-0107 (ООО НПП «БРЕСЛЕР»), ТЭМП 2501 (ОАО «ВНИИР»), Сириус-2-Л (ЗАО «РАДИУС Автоматика»), БЭ2704 (ООО НПП «ЭКРА»), MiCOM (Alstom и Schneider Electric) потребляют по цепям напряжения 0,1-0,5 В·А на фазу, а трансформатор напряжения с разомкнутыми магнитопроводами работает в классе точности 0,2 при номинальной мощности 10 В·А, что делает возможным их совместное применение.

Аналогичную потребляемую мощность по цепям напряжения имеют и объединяющие устройства (Merging Unit), например, SIPROTEC MU 7SC805 (SIEMENS), depRTU (ООО «Компания ДЭП»), ENMU (ООО «Инженерный центр «Энергосервис»), CSN SAMU (SCHNIEWINDT), SAM600 (ABB), что также позволяет использовать трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами на цифровой подстанции.

Кроме того, если трансформатор напряжения с разомкнутыми магнитопроводами является составной частью цифрового трансформатора и имеет в качестве нагрузки только свою, практически не потребляющую энергии нагрузку – электронный преобразователь (к тому же с заранее согласованным входным сопротивлением), то проблема и само понятие номинальной мощности отпадает.

Таким образом, трансформатор напряжения с разомкнутыми магнитопроводами может применяться как на традиционных подстанциях

(рисунок 1.3, а), так и на цифровых с объединяющими устройствами (рисунок 1.3, б) и как часть электронного трансформатора (рисунок 1.3, в, г).

3 ИССЛЕДОВАНИЕ АНТИРЕЗОНАНСНЫХ СВОЙСТВ ТРАНСФОРМАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С РАЗОМКНУТЫМИ МАГНИТОПРОВОДАМИ

Исследование антирезонансных свойств трансформаторов напряжения выполнялось на упрощенной схеме, моделирующей условия испытаний на подстанции при отключении секции шин многоразрывными выключателями [26,27] (рисунок 3.1).

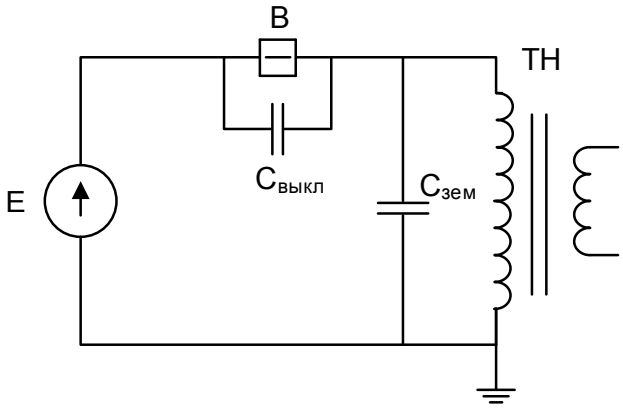


Рисунок 3.1 – Схема замещения для исследования феррорезонансных процессов

Моделирование и расчеты трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами на основе исследуемой схемы были выполнены в программных комплексах COMSOL Multiphysics, Simulink и EMTP-RV.

В COMSOL Multiphysics были разработаны полевые модели, учитывающие характеристики намагничивания стали магнитопроводов в форме зависимости магнитной проницаемости от вектора магнитной индукции. Электрические соединения каскадов внутри трансформатора и внешняя электрическая цепь, показанная на рисунке 3.1, были смоделированы в модуле SPICE. В связи с отсутствием в модуле SPICE возможности смоделировать выключатель, расчеты схемы проводились в два этапа. На первом этапе проводился расчет схемы с замкнутым выключателем с нулевыми начальными условиями. На втором этапе в качестве начальных условий принимались результаты расчета схемы с замкнутым

выключателем, расчет проводился для схемы с разомкнутым выключателем. Сравнивая амплитуды токов до и после коммутации, можно определить наличие опасных феррорезонансных колебаний.

В работе [26] отмечается, что с наибольшей вероятностью феррорезонанс возникает, если в момент размыкания контактов выключателя потокосцепление в трансформаторе напряжения равно 0, а напряжение на емкости максимально. Кроме того, на феррорезонансные процессы существенное влияние оказывает амплитуда напряжения источника. Для рассмотрения наиболее тяжелого случая возникновения феррорезонанса амплитуда напряжения источника принималась равной максимальному фазному напряжению. На модели трансформатора напряжения с разомкнутым магнитопроводом была проведена серия экспериментов, подтверждающих вышеприведенные утверждения.

Расчет феррорезонансной схемы на основе совместного полевого и цепного расчета позволяет наиболее полно исследовать процессы в трансформаторе напряжения. Однако, при изучении феррорезонансных явлений основным вопросом является определение наличия феррорезонанса при различных значениях емкостей, шунтирующих контактные разъемы выключателей, и емкостей ошиновок. Проведение серии расчетов с полевой моделью занимает значительное машинное время, кроме того настройка решателей программных пакетов конечно-элементарного моделирования при совместных расчетах динамических процессов иногда вызывает трудности. В Приложении И приведены результаты исследования сходимости решателей COMSOL Multiphysics и даны рекомендации по их настройке.

Для уменьшения сложности вычислений вместо полевой модели могут быть использованы нелинейная индуктивность с кривой намагничивания и сопротивление обмотки трансформатора напряжения в соответствии с его схемой замещения. Традиционно для исследования трансформаторов напряжения используется кривая намагничивания трансформатора в форме зависимости потокосцепления от тока, протекающего по первичной обмотке.

Определение зависимости потокосцепления от первичного тока в COMSOL Multiphysics, состоит выполнено по следующему алгоритму:

1) Задание плотности тока в первичной обмотке трансформатора, определяемой по формуле:

$$j = \frac{I \cdot n}{S}, \tag{3.1}$$

где I – ток, протекающий по первичной обмотке, А; n – количество витков в обмотке; S – площадь сечения обмотки, м^2.

2) Вычисление потокосцепления по формуле:

$$\psi = \sum_{i=1}^{m} \left(\frac{n}{S} \int_V \vec{A}_m dV \right), \tag{3.2}$$

где m – количество катушек первичной обмотки трансформатора; V – объем катушки трансформатора, м^3; $\vec{A}_m$ – векторный магнитный потенциал, определяемый в области m-ой катушки трансформатора.

3) Пункты 1 и 2 повторяются для разных значений токов.

Для построения искомой зависимости применен параметрический решатель COMSOL Multiphysics, который автоматически проводит расчеты модели трансформатора напряжения с разомкнутым магнитопроводом для заданного диапазона и шага тока.

Индуктивности обмоток трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами изменяется значительно меньше с ростом первичного тока, чем индуктивности обмоток трансформатора напряжения с замкнутыми магнитопроводами. Также следует отметить, что индуктивности обмоток ТН с

разомкнутыми магнитопроводами при насыщении примерно в пять раз меньше, чем индуктивности обмоток ТН с замкнутыми магнитопроводами.

На рисунках 3.2 и 3.3 показаны модели феррорезонансного контура в программных пакетах Simulink и EMTP-RV. Оценка достоверности моделей была проведена путем сопоставления данных математических экспериментов для трансформатора НКФ-220 с данными моделирования, полученными в аппробированной программе FERES 1.0, и экспериментальными данными, полученными при возникновении реального феррорезонансного явления. Результаты сравнения подтвердили адекватность разработанных моделей.

Модель, разработанная в программном пакете Simulink, основана на решении уравнения феррорезонансной схемы (рисунок 3.1):

$$\begin{aligned} i &= i_{зем} + i_{выкл}, \\ e &= U_{Свыкл} + i \cdot R + \frac{d\psi}{dt}, \\ e &= U_{Свыкл} + U_{Сзем}, \\ i_{выкл} &= C_{выкл} \frac{dU_{Свыкл}}{dt}, \\ i_{зем} &= C_{зем} \frac{dU_{Сзем}}{dt}. \end{aligned} \qquad (3.3)$$

где $i_{зем}$ – ток, протекающий через емкость на землю, А; $i_{выкл}$ – ток, протекающий через высоковольтный выключатель, А; $U_{Свыкл}$ – напряжение на высоковольтном выключателе, В; $U_{Сзем}$ – напряжение на емкости на землю, В; $C_{выкл}$ – емкость, шунтирующая контактные разрывы высоковольтных выключателей, Ф; $C_{зем}$ – емкость электрооборудования относительно земли, Ф.

Основная кривая намагничивания аппроксимировалась выражением

$$\psi = A \cdot arctg(B \cdot i) + C \cdot i\,. \qquad (3.4)$$

где А, В, С – коэффициенты аппроксимации.

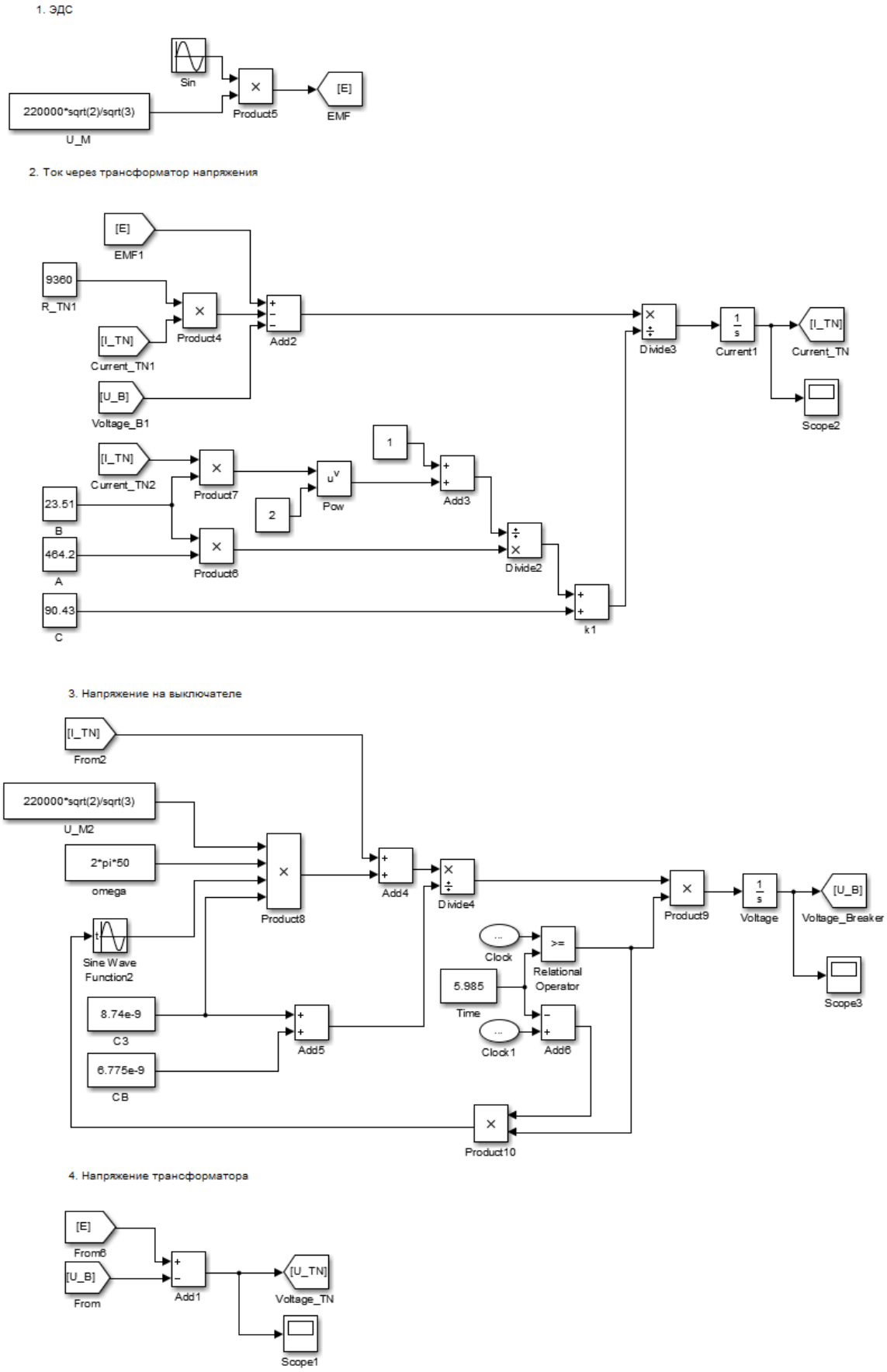


Рисунок 3.2 – Модель феррорезонансного контура в программном пакете Simulink

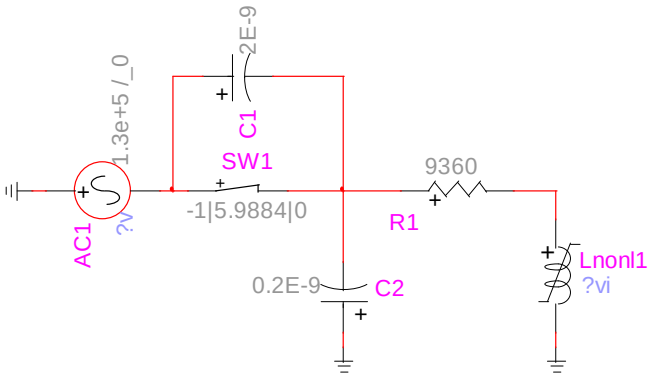
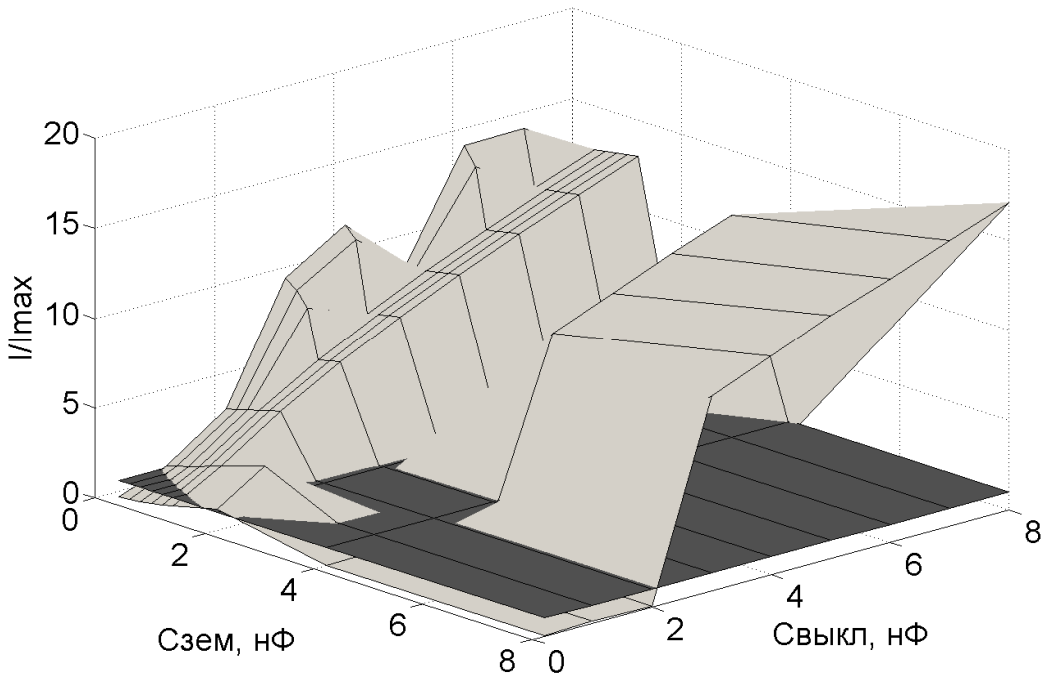


Рисунок 3.3 – Модель феррорезонансного контура в программном пакете EMTP-RV

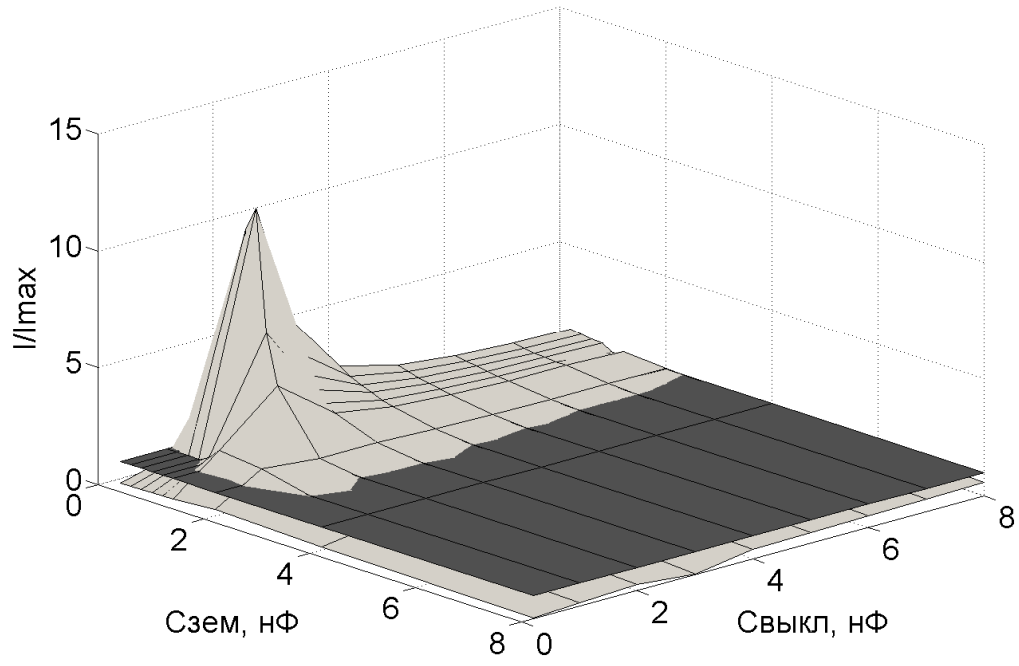
В результате проведенных исследований на разработанных моделях было определено, что угол коммутации выключателя оказывает влияние на границе области опасного феррорезонанса. Наибольшая область получается при угле равном 90º.

На рисунке 3.4 приведены результаты исследований трансформатора НКФ-220 и разработанных антирезонансных трансформаторов с разомкнутыми магнитопроводами. Результаты расчетов на гибридной полевой и цепной модели и моделях в EMTP-RV, Simulink совпали с незначительной погрешностью. По оси Z на графиках отложено отношение амплитуды тока, протекающего по обмоткам трансформаторов, после коммутации выключателей, к максимально-допустимому току, по оси X – емкость конденсаторов, шунтирующих контактные разрывы высоковольтных выключателей ($C_{выкл}$) в нФ, по оси Y – емкость на землю ($C_{зем}$) в нФ. Плоскость, параллельная плоскости XY, определяет максимально допустимый ток, который может протекать через обмотки трансформатора напряжения соответствующей конструкции.

Результаты исследований показывают, что трансформаторы напряжения с разомкнутыми магнитопроводами вступают в опасный феррорезонанс с гораздо меньшим диапазоном емкостей выключателей и емкостей электрооборудования на землю, и амплитуда тока при феррорезонансе у таких трансформаторов существенно ниже, чем у трансформаторов с замкнутыми магнитопроводами.



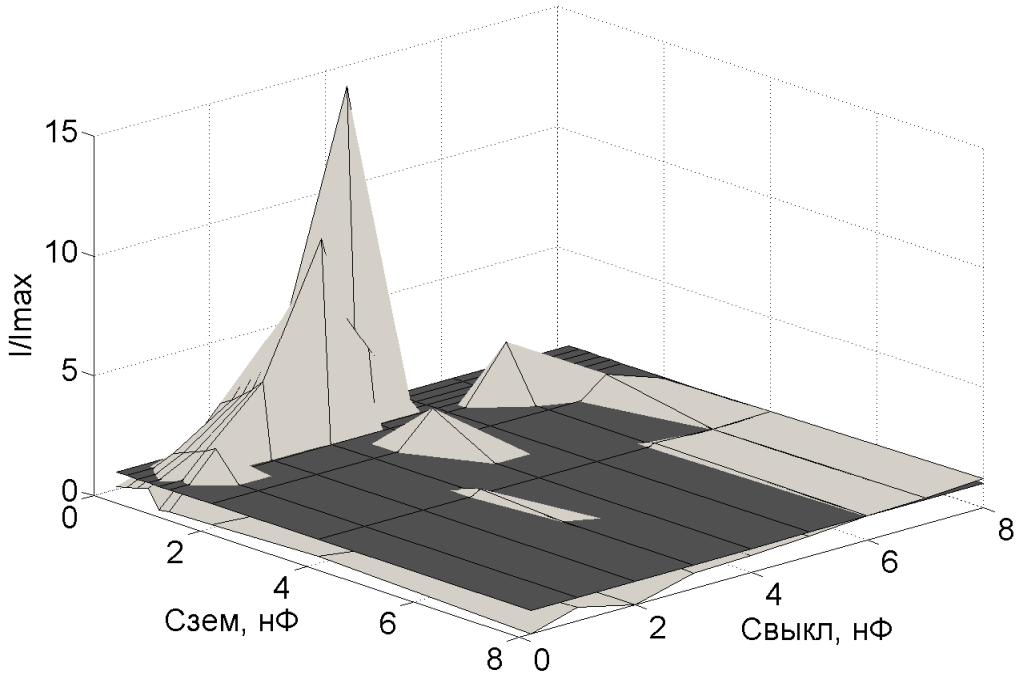
а)



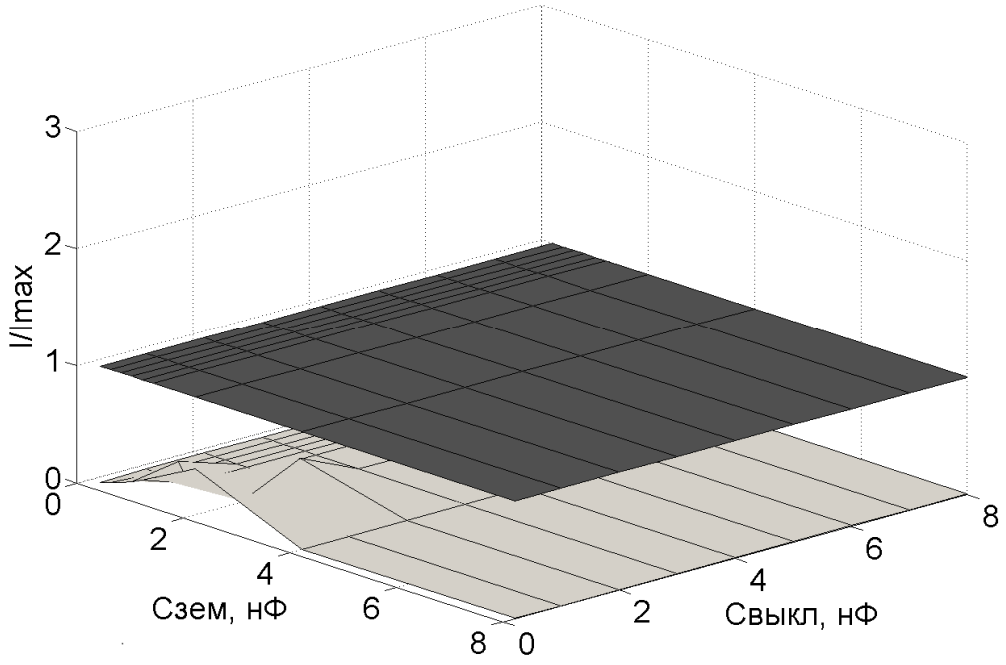
б)

а – НКФ-220; б – трансформатор с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов

Рисунок 3.4 – Области существования феррорезонанса при 1.15Uном (начало)



в)



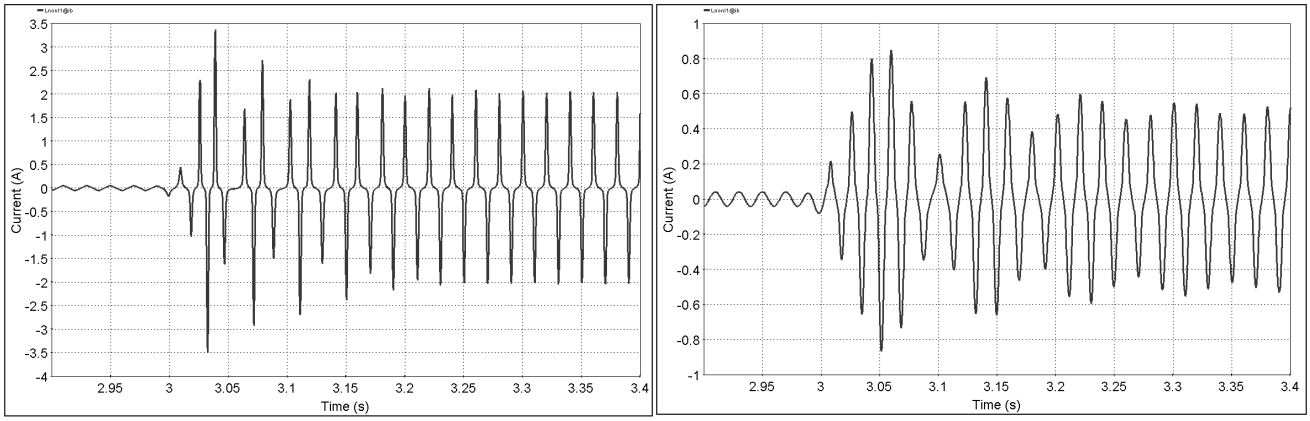
г)

в – трансформатор с вертикальным расположением разомкнутых магнитопроводов (количество витков в каждой обмотке 30000); г – трансформатор с вертикальным расположением разомкнутых магнитопроводов (количество витков в каждой обмотке 60000)

Рисунок 3. 4 – Области существования феррорезонанса при 1.15Uном (окончание)

Феррорезонанс в трансформаторах с разомкнутыми магнитопроводами в основном происходит не на основной частоте и является менее опасным. Трансформатор напряжения с вертикальным расположением разомкнутых магнитопроводов и количеством витков в каждой обмотке равным 60000 не вступает в опасный феррорезонанс.

Ток высоковольтной обмотки трансформатора НКФ-220 при феррорезонансе имеет резко выраженную «пикообразную» форму с амплитудой в несколько ампер (рисунок 3.5, а). Ток в трансформаторах напряжения с разомкнутыми магнитопроводами при феррорезонансных колебаниях имеет более гладкую синусоидальную форму (рисунок 3.5, б).



а) б)

а – трансформатор НКФ-220; б – трансформатор с разомкнутым магнитопроводом (количество витков в каждой обмотке 30000)

Рисунок 3.5 – Графики токов в трансформаторе при феррорезонансе

С целью более полного изучения феррорезонансных процессов была разработана математическая модель ОРУ-220 кВ Костромской ГРЭС в программном пакете Simulink, схема которого приведена на рисунке 3.6.

ОРУ-220 кВ Костромской ГРЭС выполнено по схеме с двумя рабочими системами шин и обходной. На I с.ш. установлено два трехфазных комплекта электромагнитных трансформаторов напряжения типа НКФ-220 (1ТН-I с.ш. и

2ТН-I с.ш.). На II с.ш. установлен один трехфазный комплект электромагнитных трансформаторов напряжения типа НКФ-220 (1ТН-IIс.ш.). Еще один комплект НКФ-220 кВ установлен на обходной системе шин (ТН-ОСШ).

На разных присоединениях ОРУ-220 кВ в настоящее время используются элегазовые выключатели компании Siemens, ранее использовались воздушные выключатели ВВБ-220, ВВД-220 и ВВН-220 с различными значениями емкостей шунтирующих конденсаторов.

Для предотвращения феррорезонанса на первой системе шин установлена батарея из двух последовательно включенных конденсаторов СМ-133/√3-18,6. Феррорезонансные процессы на второй системе шин не возникают, поскольку к ней подключен силовой трансформатор ТРДН-32000 / 220 (1ТР), однако они могут возникнуть при выводе его в ремонт.

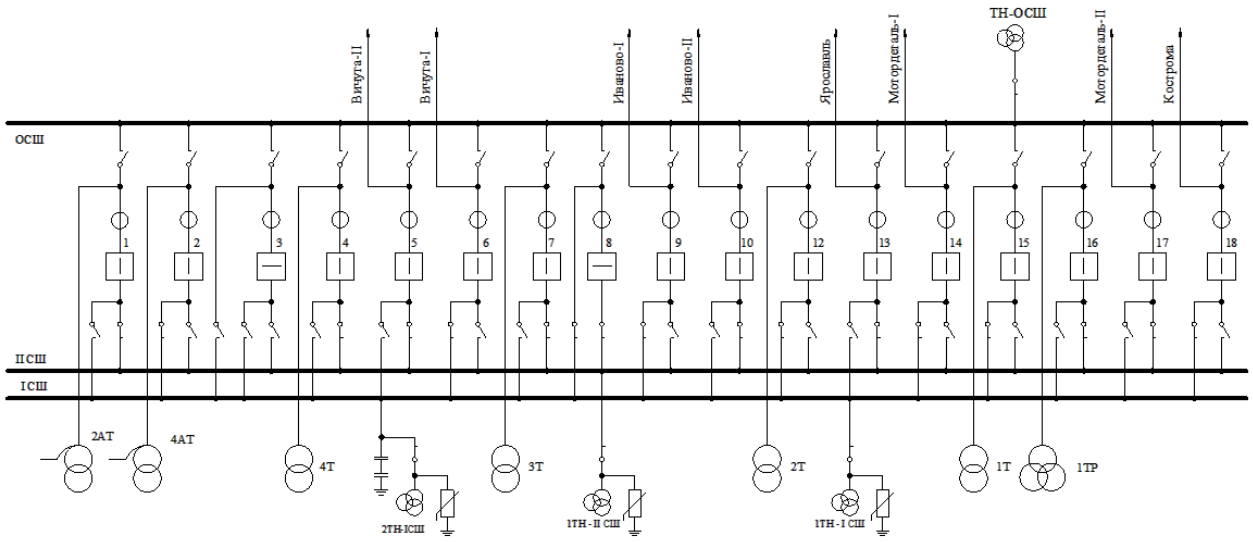


Рисунок 3.6 – Схема ОРУ-220 кВ Костромской ГРЭС

Разработанная математическая модель ОРУ-220 кВ Костромской ГРЭС включает модели электромагнитных трансформаторов напряжения НКФ-220, высоковольтных выключателей с шунтирующими емкостями (в случае воздушных выключателей равные емкостям шунтирующих конденсаторов, а при использовании элегазовых выключателей, равные емкости между вводами

выключателей), силового трансформатора ТРДН-32000 / 220 (1ТР), трансформаторов тока и разъединителей. Математические модели учитывают емкости на землю и потери в оборудовании ОРУ.

Отличительными особенностями разработанной модели являются трехфазное исполнение, учет междуфазных емкостей одной системы шин и междуфазных емкостей разных систем шин (рисунок 3.7).

Адекватность разработанной модели была подтверждена путем сопоставления результатов расчета феррорезонансных процессов с результатами, полученными фирмой ОРГРЭС при проведении исследований явлений феррорезонанса в ОРУ-220 кВ Костромской ГРЭС в 1993 и 2006 годах [53,54]. Кроме того, результаты расчетов по модели были сопоставлены с данными моделирования, полученными в аппробированной программе FERES 1.0 и программном пакете EMTP-RV 3.0.

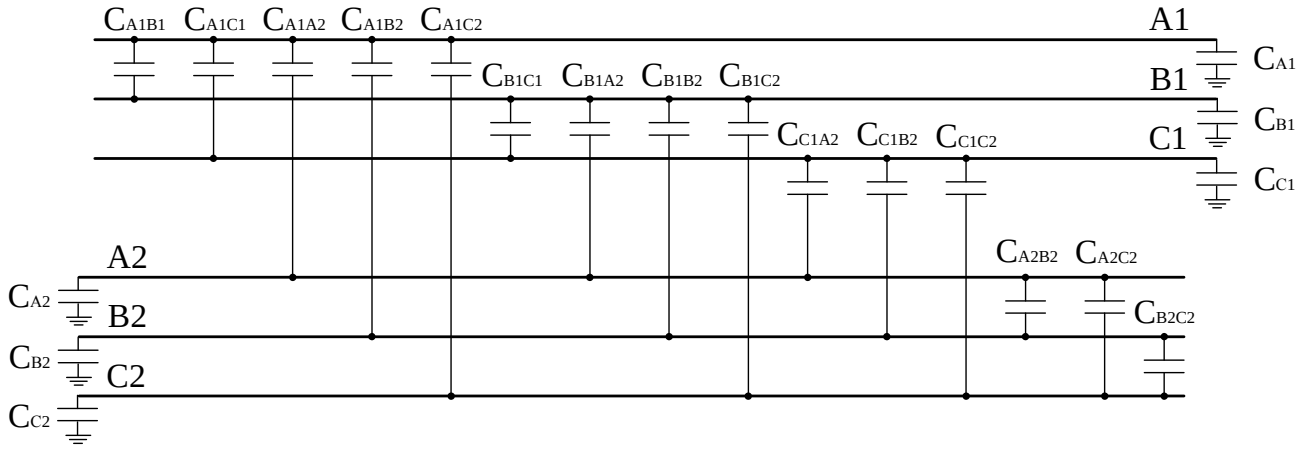


Рисунок 3.7 – Схема замещения первой и второй систем шин ОРУ

Расчет междуфазных емкостей был выполнен на двухмерной математической модели электростатического поля систем шин, основанной на решении уравнения Лапласа:

$$-\nabla \cdot \varepsilon_0 \varepsilon_r \nabla \varphi = 0 \qquad (3.5)$$

с граничными условиями:

$$\varphi = 0 \text{ – для земли и границ на «бесконечных» элементах,} \tag{3.6}$$

$$\vec{n} \cdot \left(\vec{D}_1 - \vec{D}_2 \right) = 0 \text{ – для внутренних границ,} \tag{3.7}$$

$$\varphi = \varphi_0 \text{ – для фаз систем шин.} \tag{3.8}$$

Для расчета междуфазных емкостей (таблица 3.1) была разработана программа на языке MATLAB, выполняющая следующие действия:

1. Задание электрического потенциала на одной из проводов систем шин.

2. Расчет наведенного заряда поочередно на всех проводах систем шин по формуле:

$$q = \oint_S D dS, \tag{3.9}$$

где D – поверхностная плотность заряда, Кл/м^3; S – площадь поверхности провода, м^2.

3. Расчет емкостных коэффициентов в соответствии со второй группой формул Максвелла [20]:

$$\left.\begin{aligned} &q_1 = \varphi_1\beta_{11} + \varphi_2\beta_{12} + \ldots + \varphi_n\beta_{1n};\\ &\ldots\\ &q_k = \varphi_1\beta_{k1} + \varphi_2\beta_{k2} + \ldots + \varphi_n\beta_{kn};\\ &\ldots\\ &q_n = \varphi_1\beta_{n1} + \varphi_2\beta_{n2} + \ldots + \varphi_n\beta_{nn}. \end{aligned}\right\} \Rightarrow \beta_{km} = \frac{q_k}{\varphi_m};\ k = 1,\ldots,n;\ m = 1,\ldots,n, \tag{3.10}$$

где q_k – заряд, рассчитанный на модели, Кл; φ_m – потенциал, задаваемый при расчете заряда на модели, В; β_{km} – емкостный коэффициент, Ф.

4. Расчет междуфазных емкостей по формуле [20]:

$$C_{kk} = \sum_{m=1}^{n} \beta_{km}, \; C_{km} = -\beta_{km}. \tag{3.11}$$

Таблица 3.1 – Междуфазные емкости систем шин

Система шин	Фаза	Емкость, Ф								
		ОСШ			II с.ш.			I с.ш.		
		A	B	C	A	B	C	A	B	C
ОСШ	A	1.74e-09	5.60e-10	2.51e-10	3.74e-11	2.45e-11	2.13e-11	1.25e-11	9.54e-12	9.40e-12
	B	5.60e-10	1.33e-09	5.79e-10	4.52e-11	2.80e-11	2.34e-11	1.35e-11	1.02e-11	1.01e-11
	C	2.51e-10	5.79e-10	1.48e-09	7.66e-11	4.32e-11	3.39e-11	1.85e-11	1.40e-11	1.37e-11
II с.ш.	A	3.74e-11	4.52e-11	7.66e-11	1.43e-09	6.24e-10	2.56e-10	6.21e-11	3.97e-11	3.52e-11
	B	2.45e-11	2.80e-11	4.31e-11	6.24e-10	1.20e-09	6.13e-10	9.25e-11	5.09e-11	4.04e-11
	C	2.13e-11	2.34e-11	3.39e-11	2.56e-10	6.13e-10	1.32e-09	2.01e-10	9.37e-11	6.35e-11
I с.ш.	A	1.25e-11	1.35e-11	1.85e-11	6.21e-11	9.25e-11	2.01e-10	1.36e-09	6.14e-10	2.49e-10
	B	9.54e-12	1.02e-11	1.40e-11	3.97e-11	5.09e-11	9.37e-11	6.14e-10	1.30e-09	5.92e-10
	C	9.40e-12	1.01e-11	1.37e-11	3.52e-11	4.04e-11	6.36e-11	2.49e-10	5.92e-10	1.69e-09

Для расчетов возможности возникновения феррорезонансных процессов были выбраны следующие рабочие режимы до момента возникновения аварийной ситуации:

1. Параллельная работа I и II с.ш. (в работе 2АТ, 4АТ, 1ТР).

1.1. При коротком замыкании на I с.ш. в результате работы дифференциальной защиты шин отключаются все выключатели присоединений I с.ш. (рисунок 3.8).

1.2. При коротком замыкании на II с.ш. в результате работы дифференциальной защиты шин отключаются выключатели присоединений II с.ш. (рисунок 3.9).

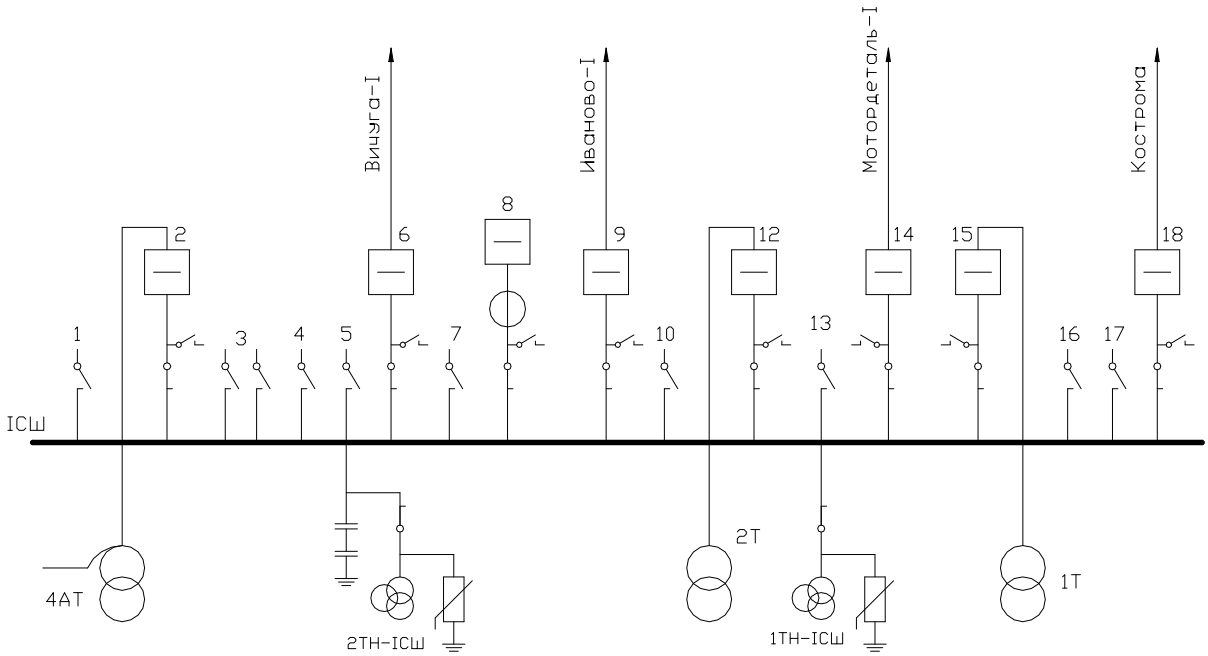


Рисунок 3.8 – Схема ОРУ-220 кВ Костромской ГРЭС при КЗ на I с.ш.

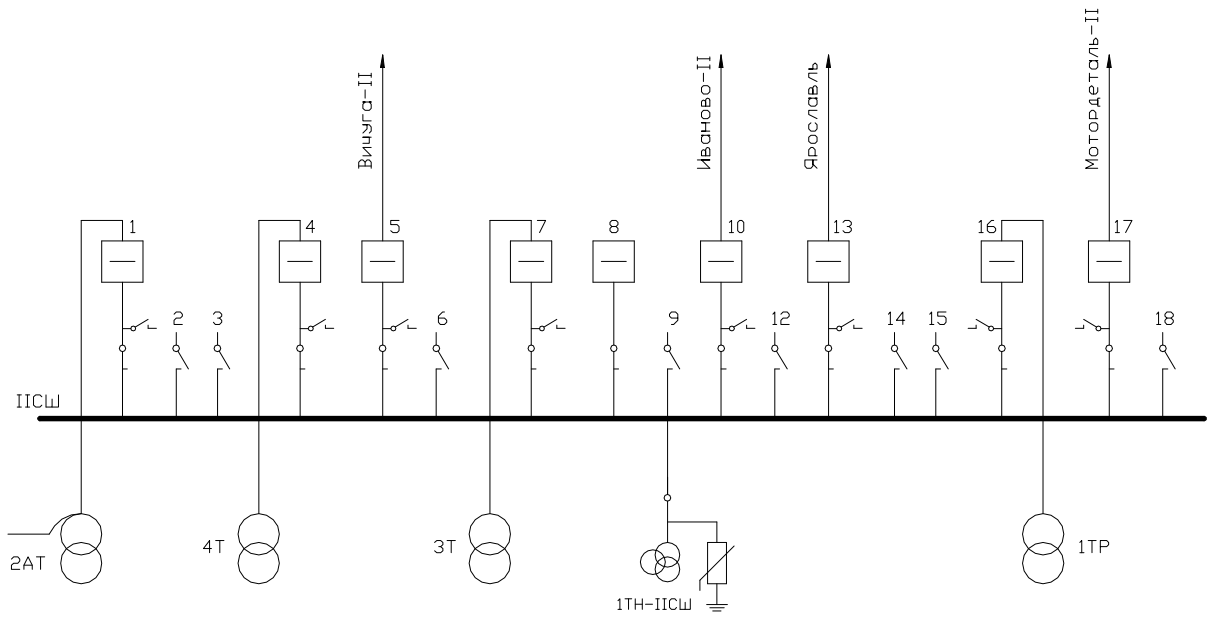


Рисунок 3.9 – Схема ОРУ-220 кВ Костромской ГРЭС при КЗ на II с.ш.

2. Выключатель одного из присоединений выведен в ремонт и присоединение работает через выключатель обходной системы шин (ОШСВ), в работе 2АТ, 4АТ и 1ТР.

При выводе в ремонт любого из выключателей и подключении присоединения через обходную систему шин, параметры схемы с точки зрения возникновения феррорезонансного режима на рабочей системе шин, изменяются относительно слабо. Различие состоит лишь в том, что продольная емкость выключателя, выводимого в ремонт, заменяется на продольную емкость ОШСВ.

3. Одна из систем шин (I или II с.ш.) выведена в ремонт, в работе 2АТ, 4АТ и 1ТР. При коротком замыкании на находящейся в работе системе шин в результате работы дифференциальной защиты шин оказываются отключенными все выключатели присоединений.

4. Параллельная работа I и II с.ш. (в работе 2АТ, 4АТ, 1ТР). Действием ДЗШ отключается одна из систем шин, с отключением 1ТР со стороны низшего напряжения.

Результаты выполненных исследований на разработанной модели в описанных выше режимах (таблица 3.2) позволили сделать следующие выводы:

1. Междуфазные емкости одной системы шин оказывают влияние в основном когда феррорезонанс зависит от угла коммутации выключателя. При феррорезонансе на одной из фаз при учете междуфазных емкостей он может развиваться и на остальных фазах системы шин (рисунок 3.10).

2. Учет междуфазных емкостей разных систем шин приводит к значительному расширению области опасного феррорезонанса. Это объясняется тем, что система шин, на которой не произошло короткого замыкания, остается в работе и через междуфазные емкости между системами шин «подпитывает» феррорезонанс на другой системе шин (рисунок 3.11).

3. Учет потерь в магнитопроводе трансформаторов напряжения и активных потерь в оборудовании ОРУ сужает область опасного феррорезонанса.

4. Перенапряжение на системе шин значительно расширяет область опасного феррорезонанса. Феррорезонанс в этом случае может наблюдаться даже при невысоких значениях емкостей выключателей, находящихся в диапазоне 25-50 пФ. Данные значения емкостей могут быть между высоковольтными вводами элегазовых выключателей. Таким образом, феррорезонанс возможен и при использовании элегазовых выключателей. Исключить феррорезонанс в этом случае возможно за счет увеличения емкости на землю путем установки конденсаторов на системе шин.

5. Феррорезонанс не происходит ни в одном из исследуемых режимов при использовании трансформатора напряжения с вертикальным расположением разомкнутых магнитопроводов и количеством витков в каждой обмотке равным 60000.

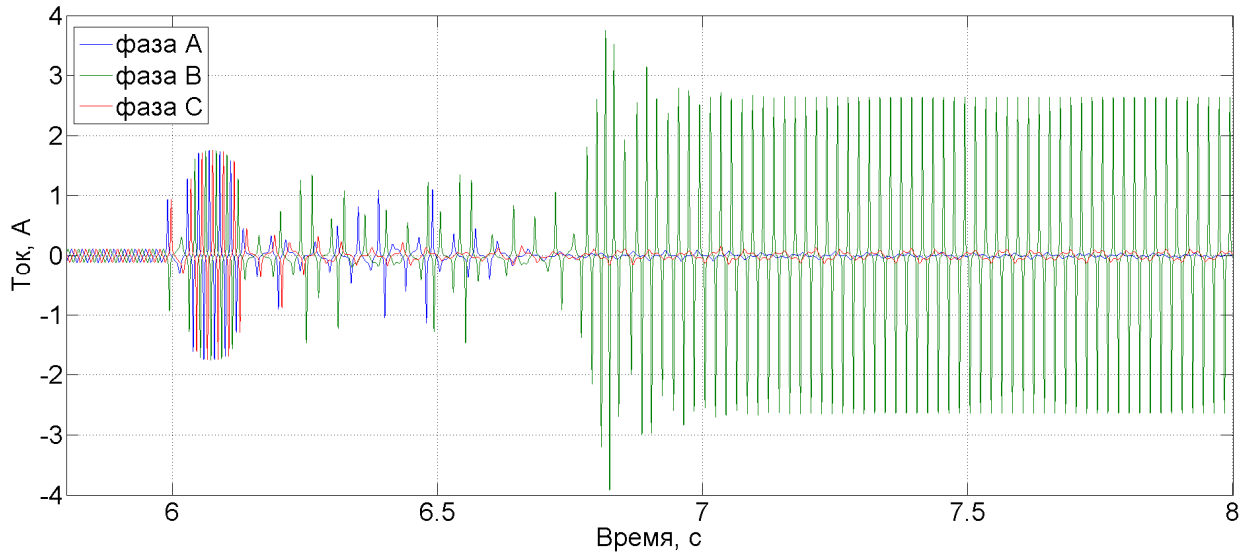
Таблица 3.2 – Результаты исследования феррорезонанса на ОРУ-220 кВ Костромской ГРЭС

№	Режим	Особенности модели				Граничные единичные емкости выключателей*, пФ	
		Напряжение	Использование конденсаторов СМ-133/√3-18,6 на 1 с.ш.	Учет междуфазных емкостей	Учет потерь в оборудовании ОРУ	C′	C″
1	КЗ 1 с.ш.	$U_н$	Нет	Нет	Нет	900	1000
2		$U_н$	Нет	Да	Нет	25	50
3		$U_н$	Да	Нет	Нет	600	700
4		$U_н$	Да	Да	Нет	500	600
5		$1.15U_н$	Нет	Нет	Нет	1	5
6		$1.15U_н$	Нет	Да	Нет	10	25
7		$1.15U_н$	Нет	Да	Да	25	50
8		$1.15U_н$	Да	Нет	Нет	400	500
9		$1.15U_н$	Да	Да	Нет	400	500
10		$1.15U_н$	Да	Да	Да	500	600

*C′ - нет феррорезонанса; C″ - есть феррорезонанс

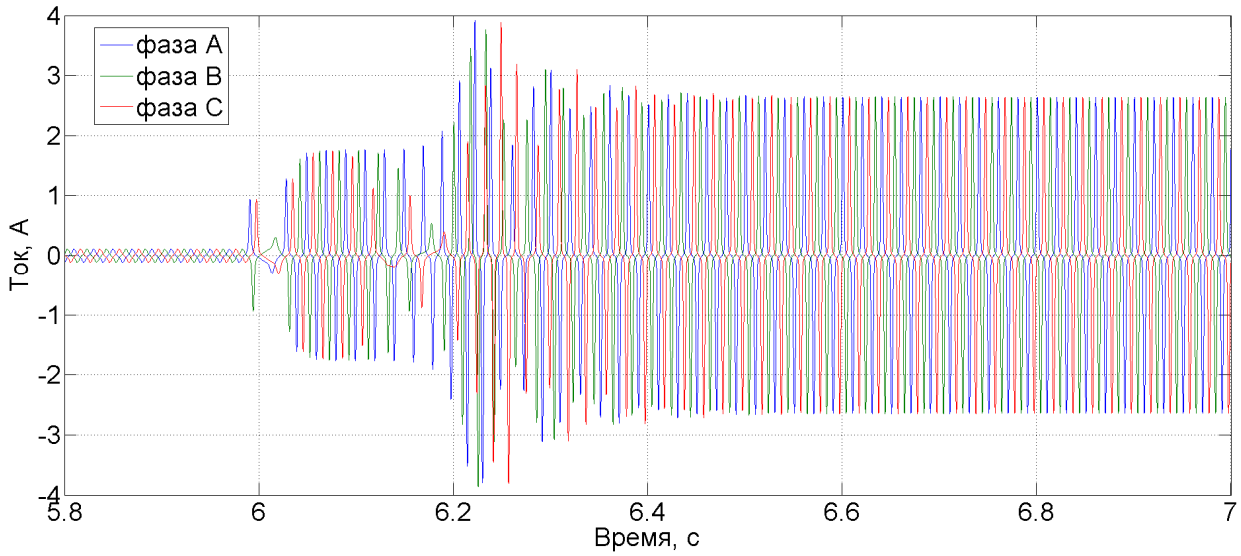
Продолжение таблицы 3.2

№	Режим	Особенности модели				Граничные единичные емкости выключателей*, пФ	
		Напряжение	Использование конденсаторов СМ-133/√3-18,6 на 1 с.ш.	Учет междуфазных емкостей	Учет потерь в оборудовании ОРУ	C′	C″
11	КЗ 2 с.ш.	$U_н$	-	Нет	Нет	100	200
12		$U_н$	-	Да	Нет	200	300
13		$1.15U_н$	-	Нет	Нет		
14		$1.15U_н$	-	Да	Нет	10	50
15		$1.15U_н$	-	Да	Да	50	100
16	КЗ 1 с.ш., ремонт 2 с.ш.	$1.15U_н$	Нет	Да	Да	25	50
17	КЗ 2 с.ш., ремонт 1 с.ш.	$1.15U_н$	-	Да	Да	100	200



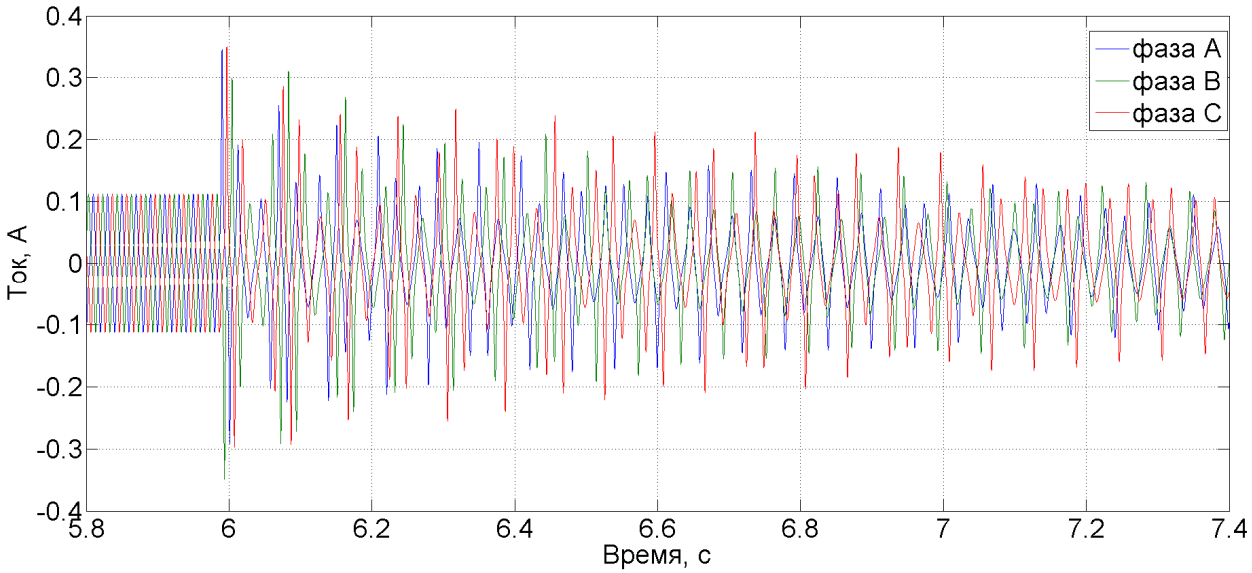
а) форма тока без учета междуфазных емкостей

Рисунок 3.10 – Форма тока при коротком замыкании на первой системе шин при суммарной емкости выключателей первой системы шин 6750 пФ и емкости электрооборудования на землю 18000 пФ (начало)



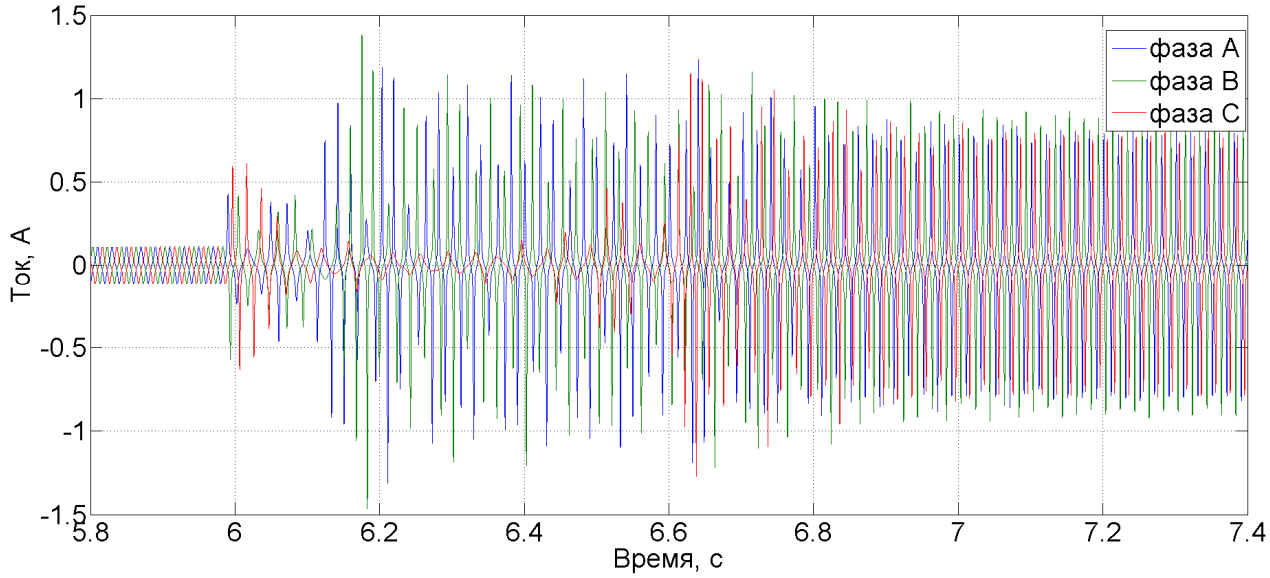
б) форма тока при учете междуфазных емкостей

Рисунок 3.10 – Форма тока при коротком замыкании на первой системе шин при суммарной емкости выключателей первой системы шин 6750 пФ и емкости электрооборудования на землю 18000 пФ (окончание)



а) форма тока без учета междуфазных емкостей

Рисунок 3.11 – Форма тока при коротком замыкании на первой системе шин при суммарной емкости выключателей первой системы шин 800 пФ и емкости электрооборудования на землю 6440 пФ (начало)



б) форма тока при учете междуфазных емкостей

Рисунок 3.11 – Форма тока при коротком замыкании на первой системе шин при суммарной емкости выключателей первой системы шин 800 пФ и емкости электрооборудования на землю 6440 пФ (окончание)

Выводы по третьей главе

1. Разработанные методики расчета и математические модели позволяют исследовать феррорезонансные процессы в схемах как с трансформаторами напряжения с разомкнутыми магнитопроводами, так и с традиционными трансформаторами с замкнутыми магнитопроводами.

2. Трансформаторы напряжения с разомкнутыми магнитопроводами вступают в опасный феррорезонанс с гораздо меньшим диапазоном емкостей выключателей и емкостей электрооборудования на землю, и амплитуда тока при феррорезонансе у таких трансформаторов ниже, чем у трансформаторов с замкнутыми магнитопроводами. Одна из разработанных конструкций вообще не вступает в опасный феррорезонанс.

3. При расчетах феррорезонансных процессов важно учитывать трехфазное исполнение ОРУ, междуфазные емкости одной системы шин и разных систем шин, а также возможные перенапряжения на системах шин поскольку данные

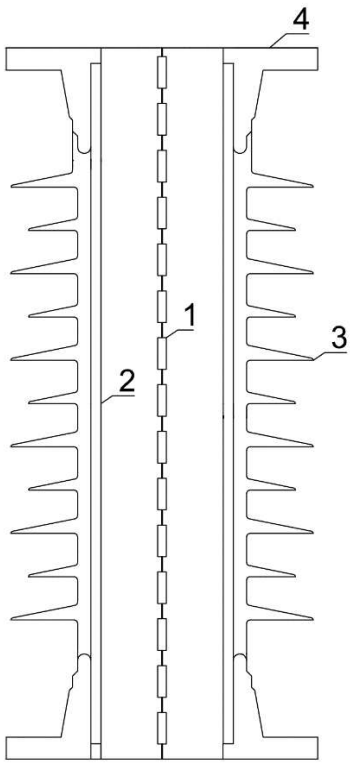
особенности значительно расширяют область опасного феррорезонанса. При учете междуфазных емкостей и перенапряжении на системах шин феррорезонанс может наблюдаться даже при невысоких значениях емкостей выключателей, находящихся в диапазоне 25-50 пФ. Исключить феррорезонанс в этом случае возможно за счет увеличения емкости на землю путем установки конденсаторов на системе шин или использования трансформатора напряжения с вертикальным расположением разомкнутых магнитопроводов и количеством витков в каждой обмотке равным 60000.

4. Трансформатор напряжения с разомкнутыми магнитопроводами отвечает требованиям, сформулированным в первой главе к измерительным трансформаторам: он устойчив к феррорезонансным явлениям, имеет высокую точность измерения и может применяться как с объединяющими устройствами, так и с микропроцессорными терминалами релейной защиты и автоматики.

4 РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ, МЕТОДИК АНАЛИЗА И ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ ПОЛЕЙ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ОБРАЗЦА РЕЗИСТИВНОГО ДЕЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

4.1 Принципы создания резистивного делителя напряжения с твердотельной изоляцией

Схема первичного преобразователя на основе резистивного делителя приведена на рисунке 4.1. Резистивный делитель помещен в опорный изолятор на основе стеклотекстолитовой трубы. Стеклотекстолитовая труба вместе с резистивным делителем залиты герметизирующим материалом.



1 – резистивный делитель; 2 – стеклотекстолитовая труба изолятора; 3 – рубашка изолятора; 4 – фланец изолятора

Рисунок 4.1 – Первичный преобразователь на основе резистивного делителя с осевым расположением

Твердотельная изоляция создает дополнительное тепловое сопротивление, препятствующее отводу тепла от резисторов. Герметизирующие материалы с необходимой электрической прочностью (15-30 кВ/мм) имеют низкое значение коэффициента теплопроводности (0,2-0,7 Вт/(м·ºС). Нагрев резисторов может приводить к изменению их сопротивления, а, следовательно, и к снижению точности измерения. Чтобы уменьшить негативный эффект от нагрева необходимо выбирать резисторы с минимальным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), максимальным сопротивлением (в соответствии с законом Джоуля-Ленца $Q=U^2/R$) и максимальной площадью поверхности с целью увеличения теплоотдачи. Однако, с увеличением сопротивления резисторов увеличивается относительная доля емкостных токов через изоляцию первичного преобразователя, что также уменьшает точность измерения напряжения.

Учитывая вышесказанное, задача разработки и исследования первичного преобразователя на основе резистивного делителя сводится к определению оптимального значения сопротивления резисторов и их расположения по тепловому и электромагнитному полям для достижения максимальной точности измерения.

Поскольку перегрев резисторов может вызвать их повреждение, первичным является выбор допустимой величины нагрева резистора относительно окружающей среды. В качестве максимально допустимой температуры резистора по условию недопущения их перегрева была выбрана температура в 100 ºС. Учитывая требования нормативных документов [13] по тепловым испытаниям, наиболее жесткими условиями считается температура окружающей среды в 70 ºС (50 ºС – температура реальной окружающей среды, 20 ºС – увеличение температуры испытуемого образца за счет излучения от Солнца). Соответственно, нагрев резисторов относительно температуры окружающей среды не должен превышать 30 ºС.

Таким образом, целевые функции можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} &TKC \to \min \\ &\Delta T \le 30°C \\ &\lambda_{герм} \to \max \\ &I_C^k \to \min \\ &U_{выд} \ge U_{гроз.имп.} \end{aligned} \qquad (4.1)$$

где ТКС – температурный коэффициент сопротивления резисторов; ΔТ – нагрев резисторов относительно температуры окружающей среды; $\lambda_{герм}$ – теплопроводность герметика; $I_с$ – емкостный ток; $U_{выд.}$ – выдерживаемое резистивным делителем напряжение; $U_{гроз.\ имп.}$ – испытательное напряжение грозового импульса для соответствующего класса напряжения трансформатора согласно ГОСТ 1516.3-96.

Результатом оптимизационных расчетов по данным целевым функциям являются тип (производитель, размеры и т.д.) резисторов, их сопротивление и расположение.

4.2 Разработка и исследование экспериментального образца резистивного делителя напряжения

Экспериментальный образец первичного преобразователя цифрового трансформатора напряжения на основе резистивного делителя напряжения (рисунок 4.2) был разработан в соответствии с теорией подобия теплового поля. В качестве опорной конструкции была выбрана изоляционная покрышка на напряжение 35 кВ, аналогичная по конструкции изоляционным покрышкам на 110 кВ, 220 кВ.

В макете располагаются два резистивных делителя: осевой и спиральный. Прогрев осевого делителя позволяет более точно определить коэффициенты теплоотдачи от стенок изолятора и коэффициенты теплопроводности материалов

экспериментального образца первичного преобразователя, так как прогрев идет равномерно. В силу осевой симметрии, моделирование трансформатора с осевым делителем можно выполнять в двухмерном осесимметричном пространстве, что позволяет выполнять расчеты более быстро по сравнению с трехмерными моделями.



Рисунок 4.2 – Экспериментальный образец первичного преобразователя цифрового трансформатора напряжения на основе резистивного делителя

Спиральный делитель предназначен для сравнения степени нагрева с осевым делителем при одном и том же тепловыделении. Поскольку он располагается по внутренней стенке изолятора, вероятно, его резисторы разогреваться будут меньше, чем у осевого делителя. Также эксперименты с осевым делителем позволят установить величину влияния теплового сопротивления герметика на разогрев резисторов.

Резистивные делители располагаются на специально разработанной арматуре, в конструкции которой предусмотрены дополнительные планки для размещения датчиков температуры.

Арматура совместно с делителями напряжения и датчиковой системой залита герметиком ПК 68.

Отличительной особенностью экспериментального образца первичного преобразователя от существующих резистивных делителей является то, что резисторы помещены в твердотелый диэлектрик. Основным назначением экспериментального образца является проведение исследований, а, в частности, определение величины нагрева резисторов при разном их расположении внутри изолятора.

Испытания проводились с целью определения коэффициентов теплоотдачи от поверхностей экспериментального образца, коэффициентов теплопроводности материалов первичного преобразователя цифрового трансформатора напряжения для дальнейшего использования их при моделировании и оптимизации расположения резисторов, а также с целью определения тепловых полей экспериментального образца первичного преобразователя и разницы в перегреве спирального и осевого резистивных делителей напряжения.

Экспериментальная установка для тепловых испытаний экспериментального образца первичного преобразователя цифрового трансформатора напряжения (рисунок 4.3) включает:

1. Датчики температуры.

2. Измерительную схему. Обеспечивает постоянство напряжения питания датчиков.

3. Фильтры помех.

4. Систему CompactRIO. Предназначена для оцифровки данных и передачи их на компьютер.

5. Компьютер. Предназначен для обработки, отображения и хранения данных.

6. Лабораторный автотрансформатор регулирующий. Предназначен для изменения напряжения, подаваемого на экспериментальный образец первичного преобразователя цифрового трансформатора напряжения, и тем самым управления выделяемой мощности.

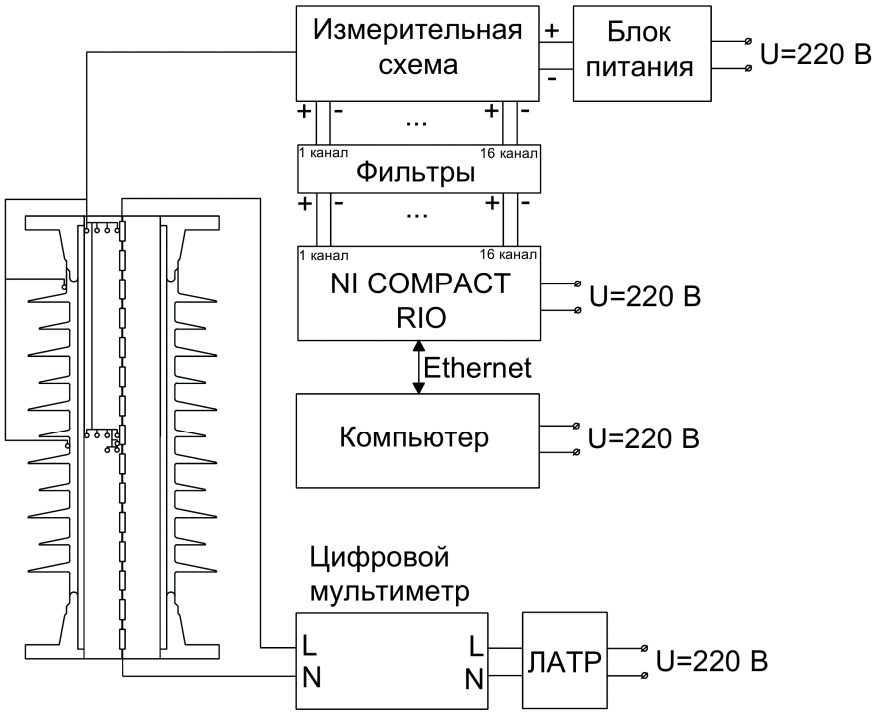


Рисунок 4.3 – Структурная схема экспериментальной установки для тепловых испытаний макета первичного преобразователя цифрового трансформатора напряжения

Описание тепловых испытаний экспериментального образца первичного преобразователя приведено в Приложении К.

Экспериментальный образец первичного преобразователя напряжения является осессиметричным, поэтому значение коэффициента теплопроводности определялось по формуле:

$$\lambda = \frac{Q \cdot \ln\left(\frac{d_2}{d_1}\right)}{2\pi \cdot l \cdot (t_1 - t_2)} \qquad (4.2)$$

где Q – тепловыделение от резистора, определяемое по закону Джоуля-Ленца, Дж; d_1, d_2 – диаметры, расположены соседние датчики температуры, м; l – длина резистора, м; t_1, t_2 – температуры, измеряемые соответствующими датчиками, ºС.

Коэффициент теплоотдачи от вертикальных стенок изолятора экспериментального образца первичного преобразователя напряжения определялся по формуле:

$$\alpha = \frac{Q}{F \cdot (t_{пов} - t_{окр})}, \quad (4.3)$$

где Q – тепловыделение резистора, Дж; F – площадь теплообмена, м^2; $t_{пов}$ – температура поверхности изолятора, ºС; $t_{окр}$ – температура окружающей среды, ºС.

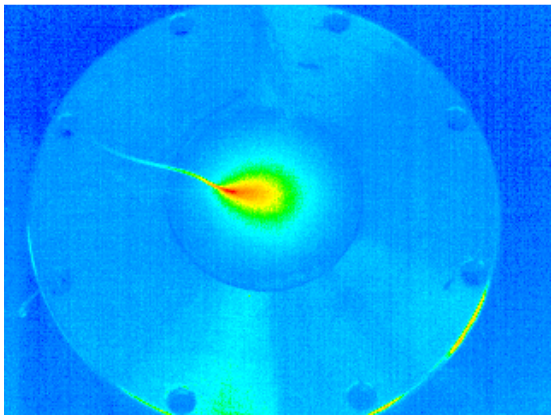
Расчётное значение коэффициента теплоотдачи от вертикальных стенок изолятора макета первичного преобразователя составило 10,3 Вт/(м^2·ºС), что согласуется с измеренным значением (таблица 4.1).

В таблице 4.1 также приведены измеренные значения коэффициента теплоотдачи от ребер изолятора экспериментального образца первичного преобразователя напряжения.

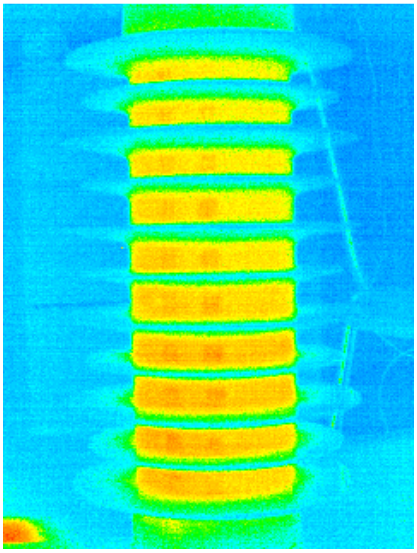
Таблица 4.1 – Измеренные значения коэффициентов теплоотдачи от поверхности изолятора экспериментального образца первичного преобразователя напряжения

№	Место замера	Коэффициент теплоотдачи, Вт/(м^2·ºС)
1	Горизонтальная поверхность	10,3
2	Большое ребро, верх	4,8
3	Большое ребро, низ	6,3
4	Маленькое ребро, верх	5,3
5	Маленькое ребро, низ	2,1

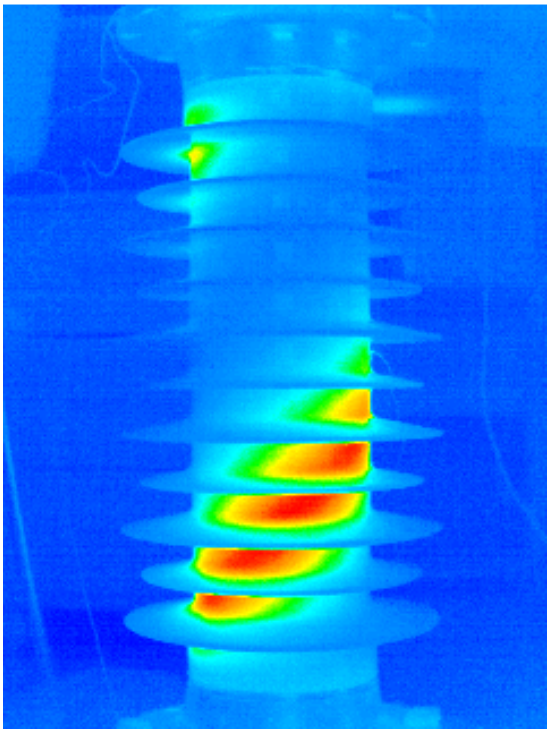
Для получения качественной картины тепловых полей экспериментального образца первичного преобразователя напряжения была проведена тепловизионная съемка (рисунок 4.4).



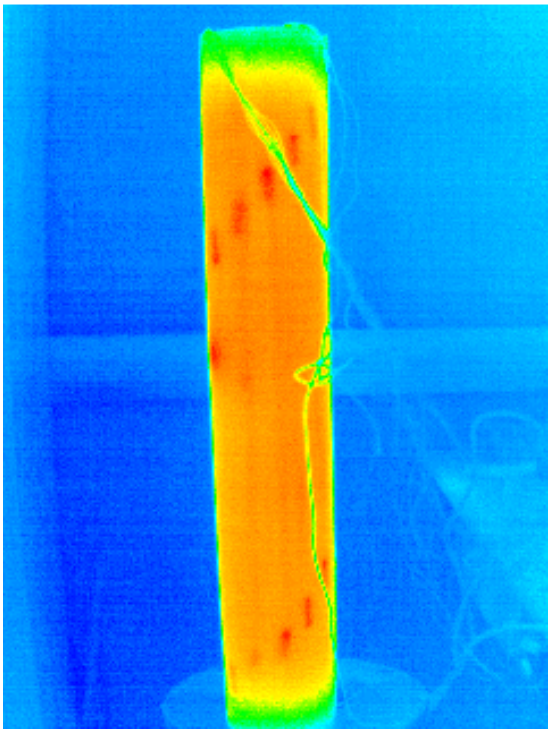
а) вид сверху при нагреве осевого делителя



б) вид сбоку при нагреве осевого делителя



в) вид сбоку при нагреве спирального делителя



г) картина теплового поля внутренней части макета первичного преобразователя

Рисунок 4.4 – Результаты тепловизионной съемки макета первичного преобразователя

4.3 Разработка математических моделей, методик анализа и исследование тепловых полей резистивного делителя напряжения на разработанных математических моделях

4.3.1 Расчет тепловых полей в стационарном режиме

Математическая модель первичного преобразователя на основе резистивного делителя, предназначенная для исследования его тепловых полей в стационарном режиме, основана на уравнении теплопроводности:

$$\nabla \cdot \left(-\lambda \nabla T \right) = Q \,. \tag{4.4}$$

Для решения данного уравнения необходимо задать краевые условия однозначности. Поскольку трансформатор будет работать на открытом воздухе, то на внешней его поверхности принимаются граничные условия третьего рода:

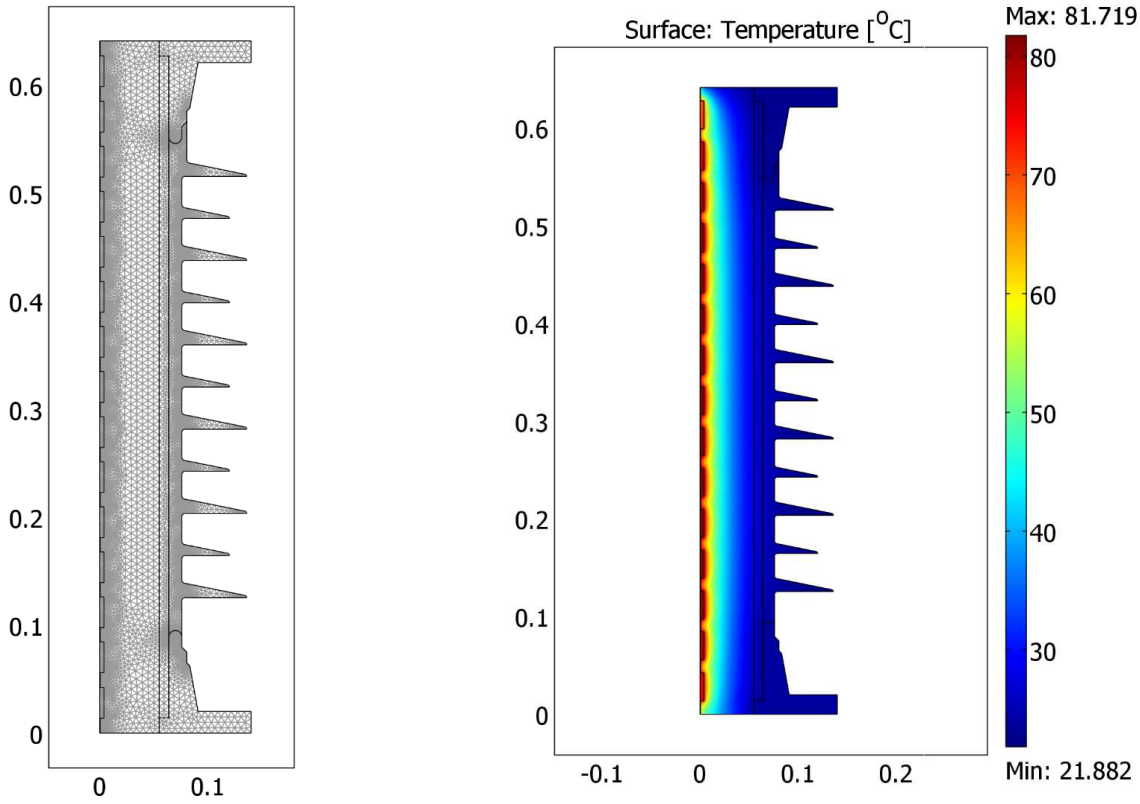
$$q_s = \alpha \left(T_{ст} - T_{в} \right). \tag{4.5}$$

где α – коэффициент теплоотдачи от стенки к воздуху, индексы «ст» и «в» относятся к температуре стенки и воздуха, соответственно, Вт/(м^2·℃); q_s – тепловой поток через внешнюю поверхность изолятора экспериментального образца первичного преобразователя напряжения, Вт/м^2.

Проведенные экспериментальные исследования экспериментального образца первичного преобразователя напряжения позволили определить все недостающие параметры – характеристики материалов (коэффициенты теплопроводности) и коэффициент теплоотдачи от внешних поверхностей изолятора.

Моделирование тепловых полей экспериментального образца первичного преобразователя напряжения при нагреве осевого резистивного делителя были выполнены в двухмерном осесимметричном пространстве (рисунок 4.5),

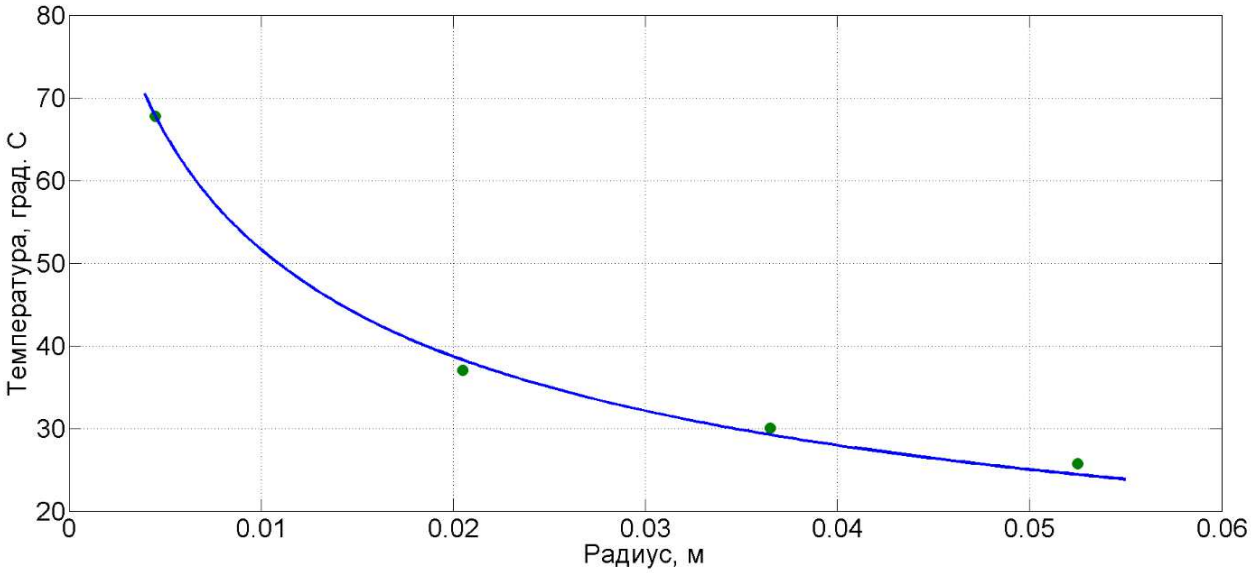
поскольку экспериментальный образец обладает осевой симметрией, что позволяет сократить время расчета модели.



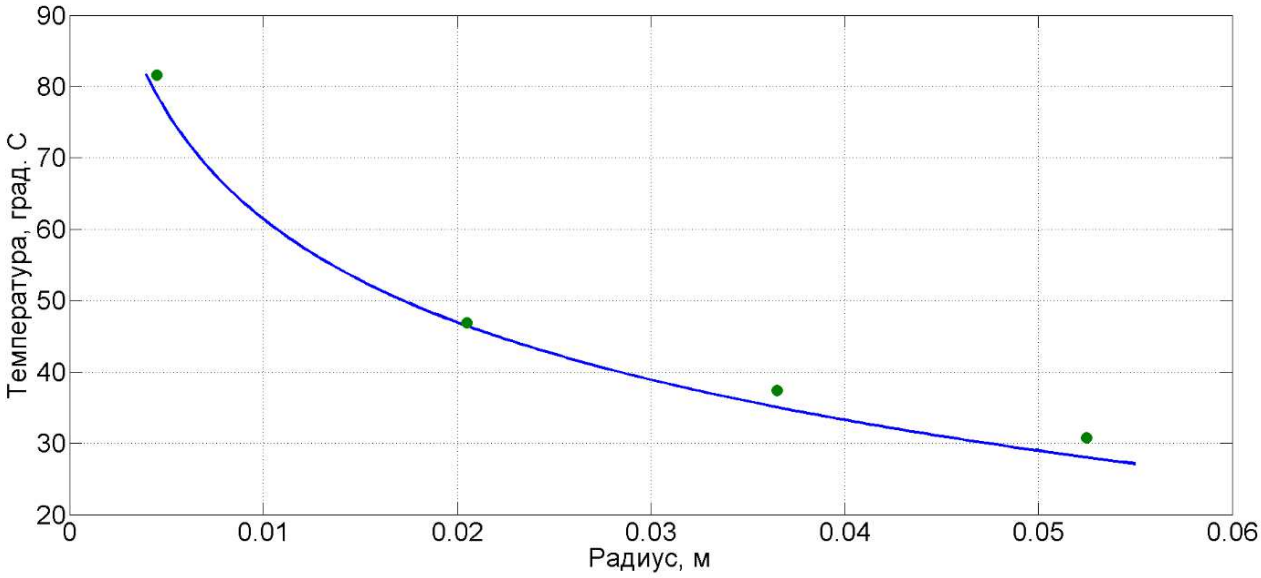
а) б)

Рисунок 4.5 – Сетка конечных элементов (а) и результаты расчета (б) модели экспериментального образца первичного преобразователя напряжения

Результаты моделирования тепловых полей с достаточной инженерной точностью совпали с результатами экспериментальных исследований экспериментального образца первичного преобразователя напряжения (рисунок 4.6). Достаточное совпадение также было получено при расчете на трехмерной модели с осевым (рисунок 4.7) и спиральным (рисунок 4.8) резистивными делителями (оценка точности представлена ниже).



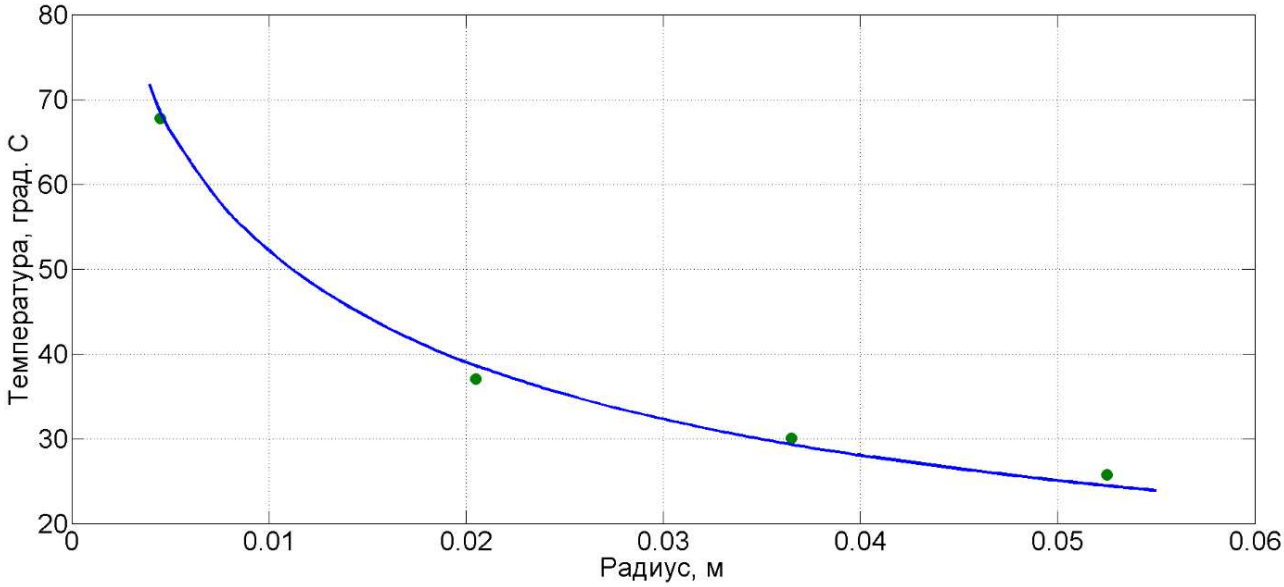
а)



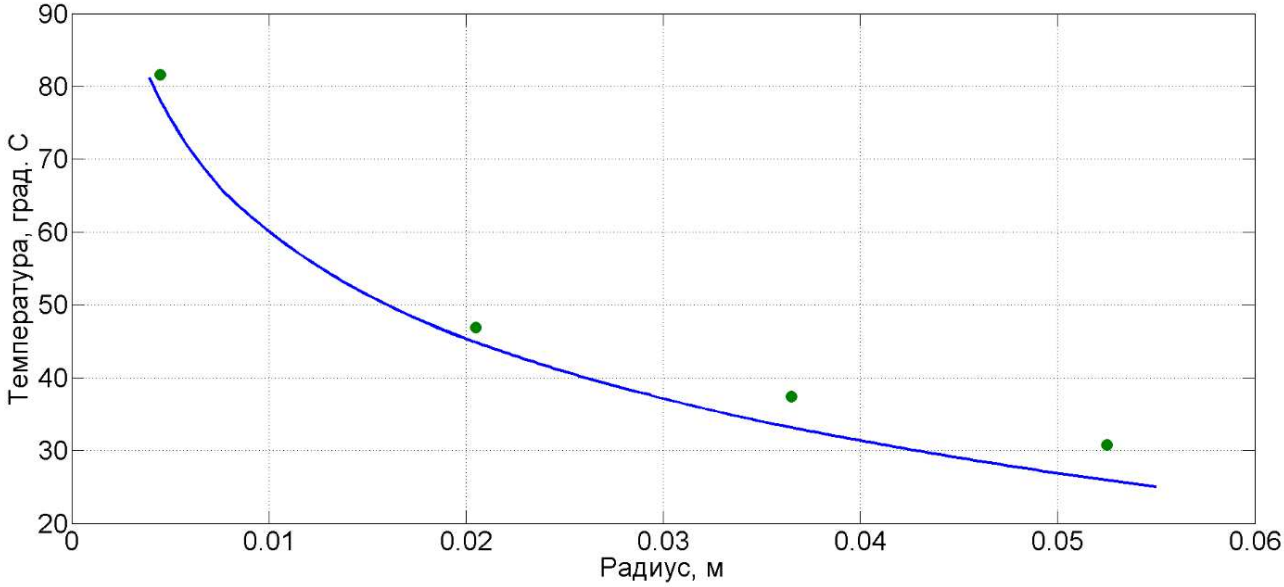
б)

а – сравнение температур в верхней части макета; б – сравнение температур в центральной части макета; круг – экспериментальные данные; линия – результаты расчетов

Рисунок 4.6 – Сравнение результатов расчета на двухмерной осесимметричной модели с результатами экспериментальных исследований экспериментального образца первичного преобразователя напряжения



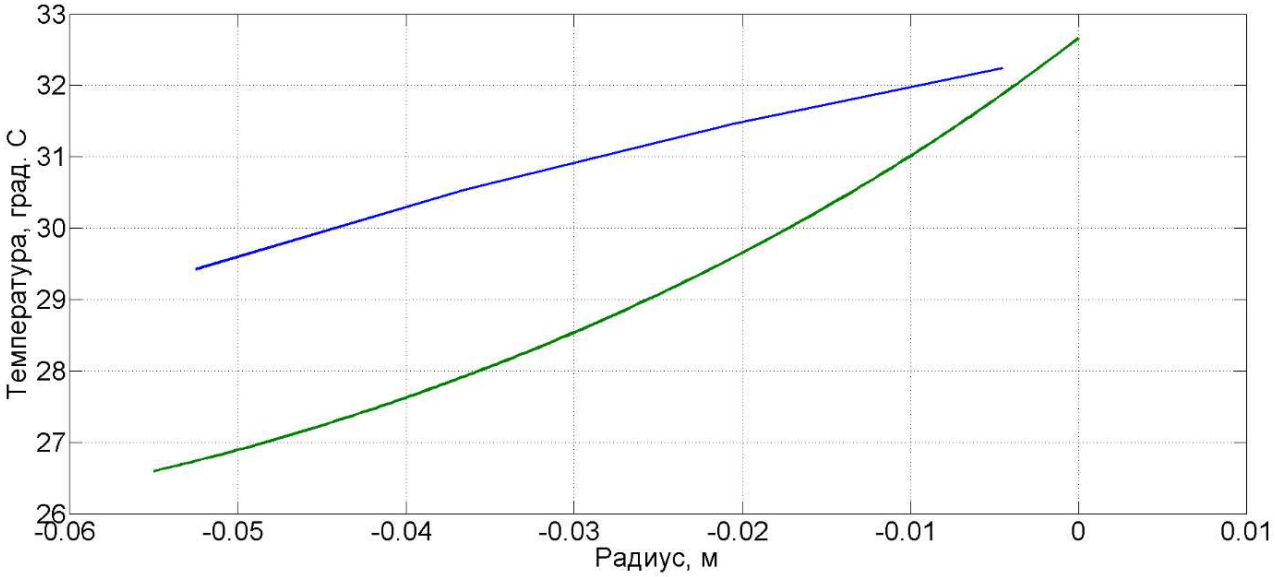
а)



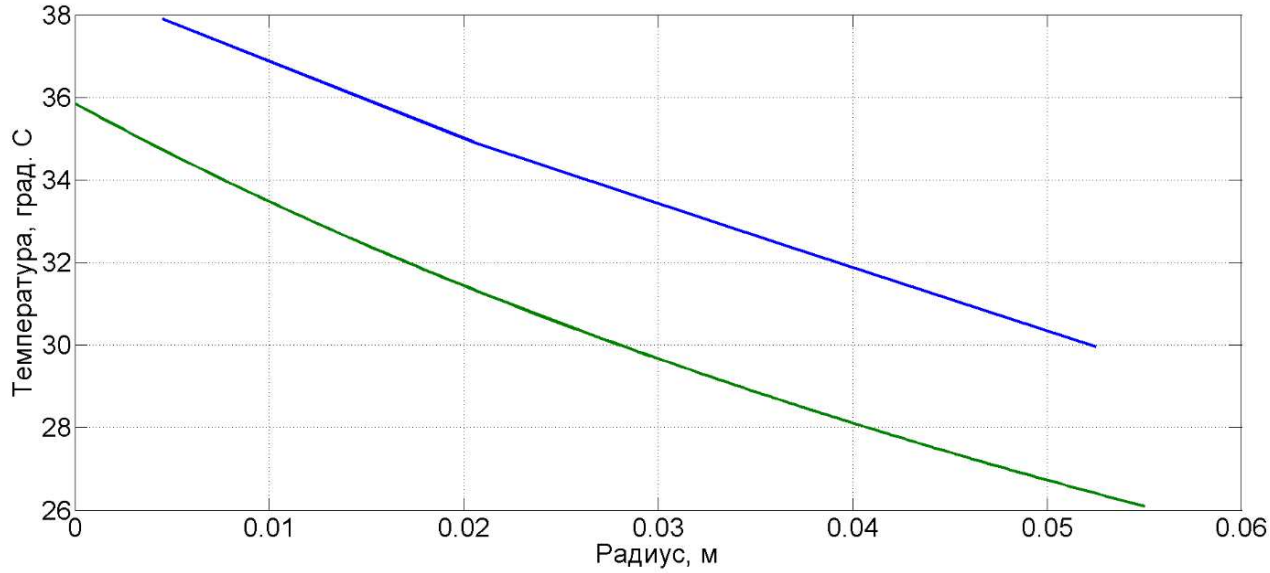
б)

а – сравнение температур в верхней части макета; б – сравнение температур в центральной части макета; точки – экспериментальные данные; линия – результаты расчетов

Рисунок 4.7 – Сравнение результатов расчета на трехмерной модели (осевой делитель) с результатами экспериментальных исследований экспериментального образца первичного преобразователя напряжения



а)



б)

а – сравнение температур в верхней части макета; б – сравнение температур в центральной части макета; 1 – расчет по модели; 2 – экспериментальные данные

Рисунок 4.8 – Сравнение результатов расчета на трехмерной модели (спиральный делитель) с результатами экспериментальных исследований экспериментального образца первичного преобразователя напряжения

Оценка адекватности разработанной модели в части расчета установившихся значений температур была выполнена следующим образом:

1. Отобраны результаты экспериментальных исследований, в которых объект исследований выходил на установившийся режим.

2. Проведено усреднение температур (таблица 4.2) при установившемся режиме для устранения шумов по формуле:

$$T_{ij} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{m=1}^{n} T_{ijm}, \tag{4.6}$$

где i – номер эксперимента; j – номер датчика; n – количество элементов в выборке.

3. Выполнены расчеты на разработанной модели (таблица 4.3).

4. Определена приведенная погрешность (таблица 4.4) по формуле:

$$\delta_{ij} = \frac{\left| T_{ij}^{э} - T_{ij}^{p} \right|}{T_{ij}^{э}} \cdot 100\%, \tag{4.7}$$

где $T_{ij}^{э}$ – температура по результатам экспериментальных исследований в i-ом эксперименте, j-го датчика, ºС; T_{ij}^{p} – расчетная температура, ºС.

Таблица 4.2 – Распределение температуры по радиусу экспериментального образца (экспериментальные данные)

№ эксп.	Температура, ºС								$T_{окр.сред.}$, ºС	P_{R1}, Вт
	Датчики в верхней части макета				Датчики в центре макета					
	1	2	3	4	5	6	7	8		
1	26,75	31,09	38,07	67,09	30,41	36,79	46,04	77,91	23,56	0,78
2	25,66	29,93	36,93	67,24	30,71	37,36	46,85	81,43	21,76	0,82
3	25,65	30,32	38,05	72,28	30,40	37,37	47,63	83,56	21,90	0,91

Таблица 4.3 – Распределение температуры по радиусу экспериментального образца (расчетные данные)

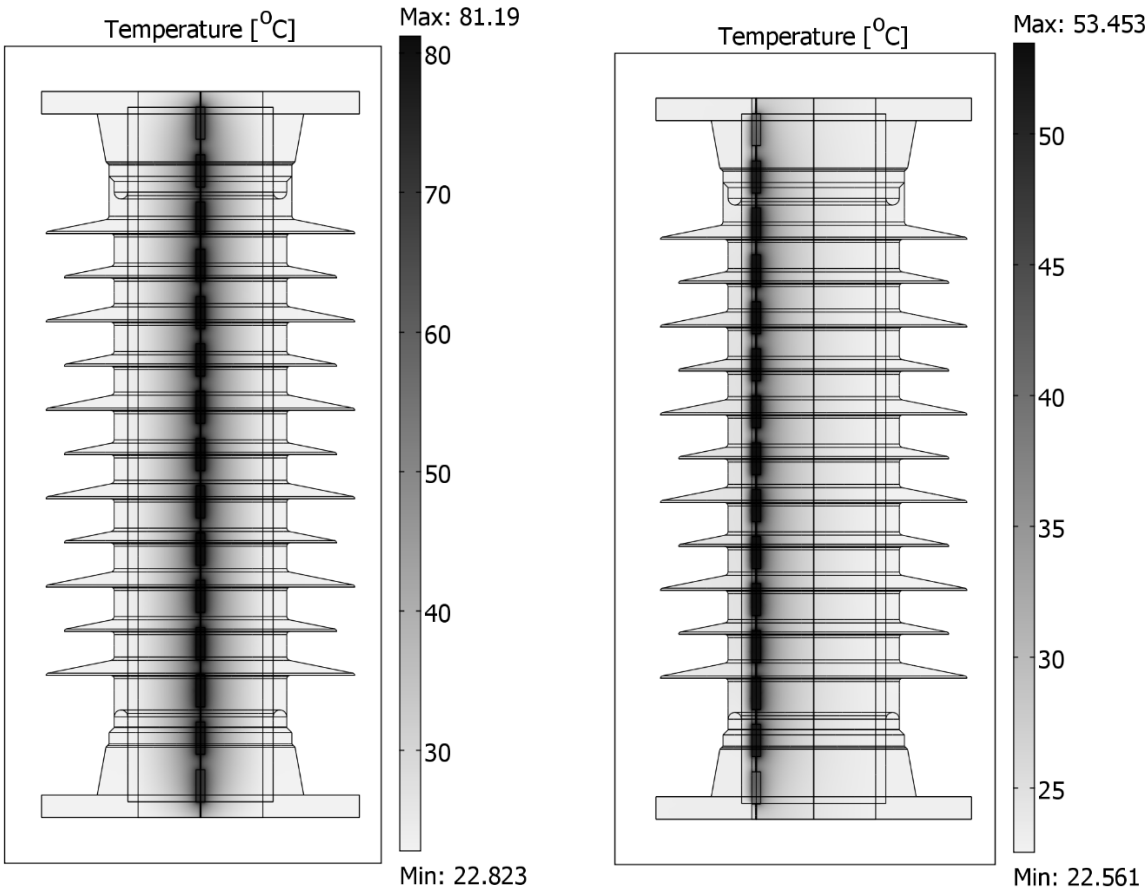
№ эксп.	Температура, ºС							
	Датчики в верхней части экспериментального образца				Датчики в центре экспериментального образца			
	1	2	3	4	5	6	7	8
1	25,60	30,75	39,35	70,09	28,72	36,30	47,16	80,80
2	23,80	29,30	38,30	70,70	27,19	35,20	46,57	81,93
3	24,29	30,30	40,30	76,20	27,90	36,80	49,40	88,68

Таблица 4.4 – Приведенная погрешность расчета распределения температуры по радиусу макета

№ эксп.	Приведенная погрешность, δ, %										
	Датчики в верхней части макета				Датчики в центре макета				$\overline{\delta}_{верх}$	$\overline{\delta}_{центр}$	$\overline{\delta}$
	1	2	3	4	5	6	7	8			
1	4,3	1,1	3,4	4,5	5,6	1,3	2,4	3,7	3,3	3,3	3,3
2	7,2	2,1	3,7	5,1	11,5	5,8	0,6	0,6	4,6	4,6	4,6
3	5,3	0,1	5,9	5,4	8,2	1,5	3,7	6,1	4,2	4,9	4,5

Средняя приведенная погрешность расчета распределения температуры по радиусу экспериментального образца не превышает 5%, что позволяет сделать вывод о достаточной точности моделей для проведения на них исследований (оптимизационных расчетов) первичного преобразователя.

Перемещение резистивного делителя к внутренней стенке изолятора (рисунок 4.9) позволяет уменьшить нагрев резисторов с 81 ºС до 54 ºС. В первом случае, нагрев резисторов относительно окружающей среды составляет 59 ºС, а во втором – 32 ºС. Это позволяет сделать вывод о том, что дальнейшие оптимизационные расчеты необходимо проводить со спиральным делителем или делителем, располагающимся непосредственно у внутренней стенки изолятора.



а) б)

Рисунок 4.9 – Сравнение нагрева резисторов при осевом (а) и краевом (б) расположении вертикального резистивного делителя

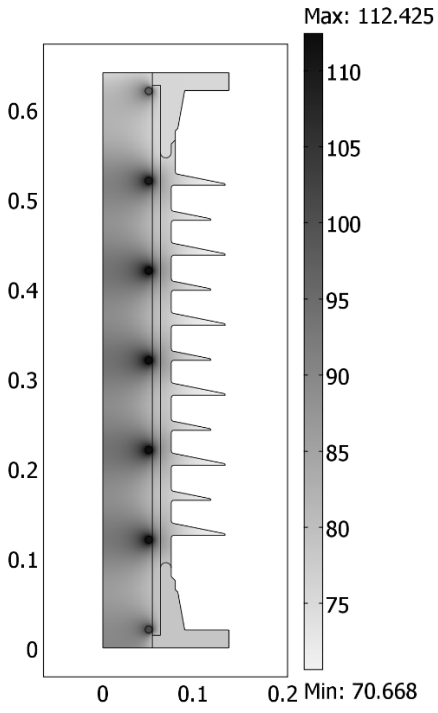
В результате проведенного анализа номенклатуры и характеристик выпускаемых в настоящее время резисторов для проведения исследований были выбраны резисторы с низким ТКС и высокой точностью, которые можно разделить на две группы: резисторы с пробивным напряжением 15-90 кВ и резисторы с пробивным напряжением 300-450 В. По условию устойчивости делителя к грозовому импульсу количество используемых резисторов первого типа значительно меньше, чем второго. Большое количество резисторов ведет к снижению надежности резистивного делителя, но формирует более равномерное тепловое и электрическое поля, поэтому исследования проводились для обоих типов резисторов.

Для уменьшения сложности и времени расчетов, первые модели первичного преобразователя со спиральным расположением резисторов были разработаны в двухмерном осесимметричном пространстве при допущении безпромежуточного соединения резисторов друг к другу и представлении резисторов в виде замкнутых тепловыделяющих колец, которые располагаются на некотором расстоянии друг от друга. Это допущение наиболее подходит для резисторов с невысоким выдерживаемым напряжением, когда для резистивного делителя необходимо большое их количество.

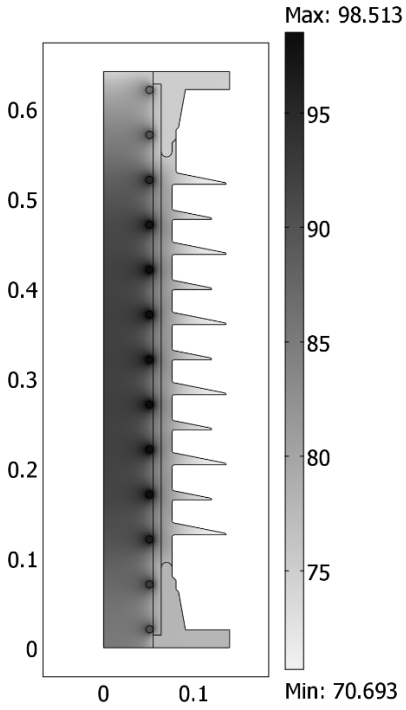
При проведении расчетов сопротивление отдельных резисторов (R_1) и их количество изменялись таким образом, чтобы общее сопротивление резистивного делителя сохранялось постоянным, температура окружающей среды принималась равной 70 ºС. Результаты расчета моделей спирального делителя (рисунок 4.10) позволили сделать следующие выводы:

- нагрев резисторов уменьшается при одновременном увеличении их количества и уменьшении сопротивления отдельных резисторов (общее сопротивление резистивного делителя сохраняется). При увеличении количества колец с 7 до 13 нагрев резисторов уменьшился на 14 ºС, дальнейшее увеличение количества колец (до 25) не приводит к существенному изменению нагрева резисторов;
- резисторы с диаметром в 2 мм нагреваются примерно на 8 ºС больше, чем резисторы с диаметром 8 мм.

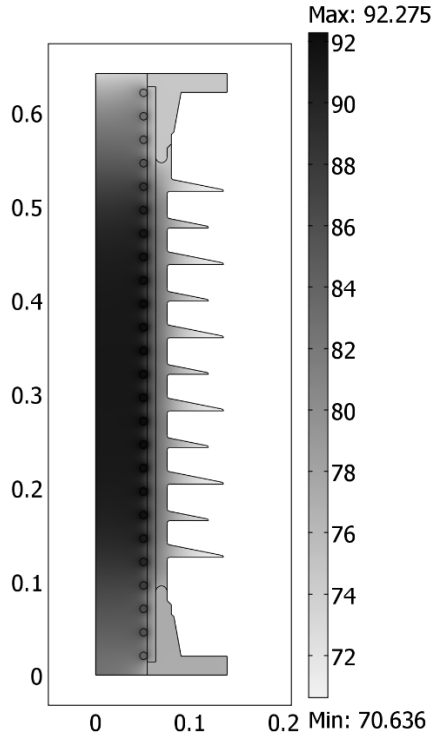
В случае, показанном на рисунке 4.10, а, резистивный делитель будет выдерживать двойное приложенное напряжение (между фазой и землей) в соответствие с ГОСТ 1983-2001. При количестве резисторов равном 300 шт. (25 колец) резистивный делитель будет выдерживать испытательное напряжение грозового импульса в соответствии с ГОСТ 1516.3-96. При этом общее сопротивление резистивного делителя в обоих случаях составит примерно 14 МОм.



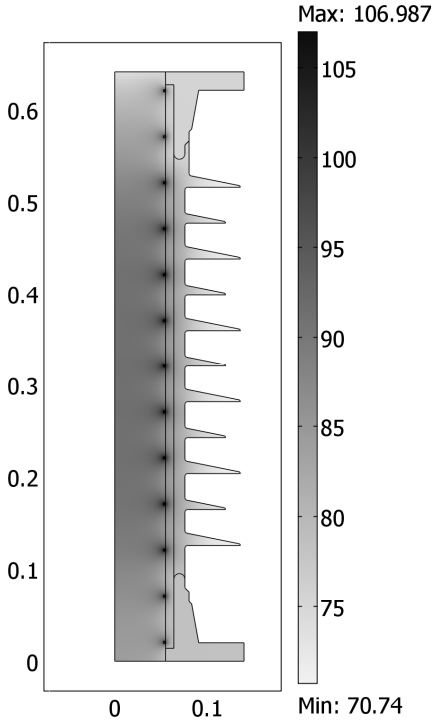
а) 7 колец



б) 13 колец



в) 25 колец



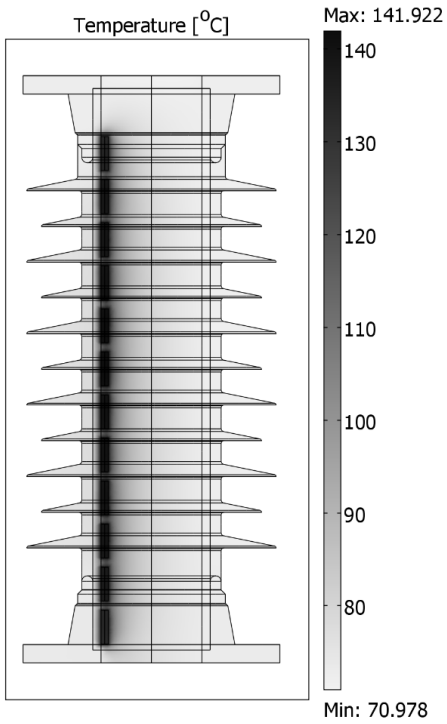
г) 13 колец, резисторы с меньшим диаметром

Рисунок 4.10 – Результаты расчета моделей спирального резистивного делителя

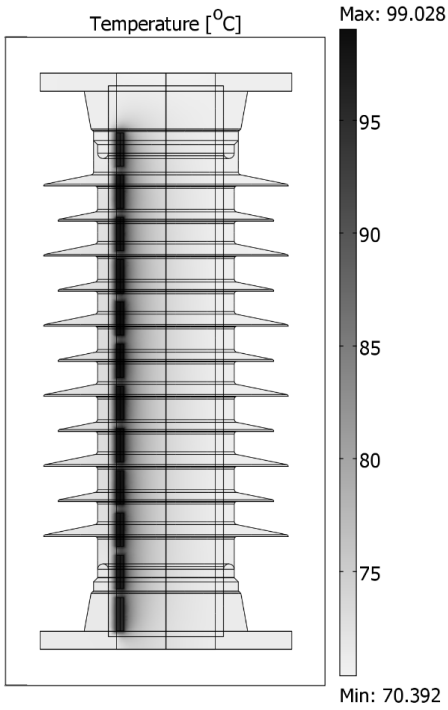
Расчеты на полевых моделях для делителей с резисторами первой группы (высоковольтных) были выполнены на основе трехмерной расчетной области в виду отсутствия модельной симметрии. Результаты расчетов на модели с вертикальным расположением резистивного делителя у внутренней стенки изолятора (рисунок 4.11, а, б) показали, что допустимый нагрев резисторов достигается при сопротивлении каждого резистора равном 3 МОм, а, соответственно, общем сопротивлении – 36 МОм. Общее сопротивление получается в 2.5 раза больше, чем при использовании резисторов второй группы. Пробивное напряжение каждого используемого в экспериментах резистора составляет 21 кВ, допустимое напряжение для резистивного делителя 252 кВ, что соответствует испытательному напряжению грозового импульса (220 кВ) по ГОСТ 1516.3-96. Расположив резисторы вертикального делителя спирально можно добиться снижения нагрева резисторов примерно на 3 ºС (рисунок 4.11, в).

Использование второго экранирующего вертикального резистивного делителя, располагающегося также, как и первый, у внутренней стенки изолятора, но напротив него, не приводит к существенному изменению нагрева резисторов первого резистивного делителя (рисунок 4.12).

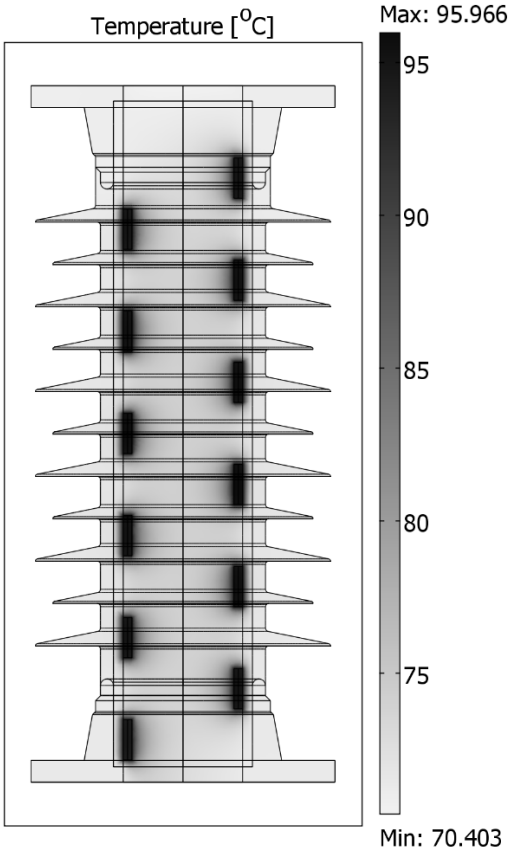
При использовании резисторов с большим пробивным напряжением (30 кВ), необходимо уменьшить их количество (до 8), чтобы общая стоимость резистивного делителя изменилась незначительно. В этом случае (рисунок 4.13, а), допустимый нагрев резисторов достигается при сопротивлении каждого резистора равном 6,5 МОм, а, соответственно, общее сопротивление резистивного делителя составит 52 МОм. Это объясняется тем, что пробивное напряжение резисторов и их цена растут не пропорционально площади их поверхности. На рисунке 4.13, б приведено температурное поле делителя, состоящего из 7 резисторов с пробивным напряжением 45 кВ, поскольку их количество не уменьшено пропорционально цене, то допустимое сопротивление снижено до 5.5 МОм.



а) вертикальный резистивный делитель, R_1=1.2 МОм



б) вертикальный резистивный делитель, R_1=3 МОм



в) вертикальный резистивный делитель, R_1=3 МОм

Рисунок 4.11 – Температурные поля первичного преобразователя

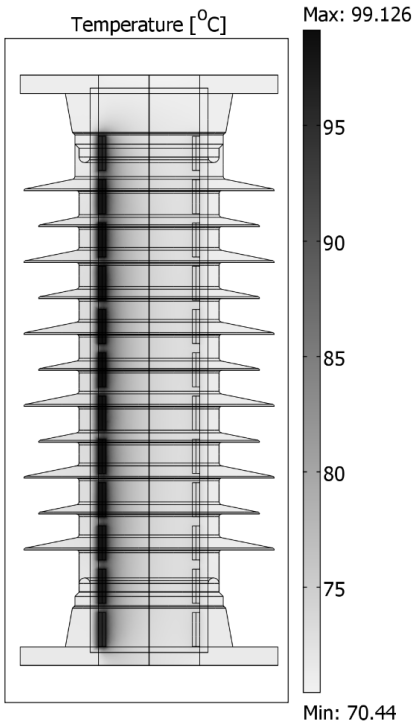
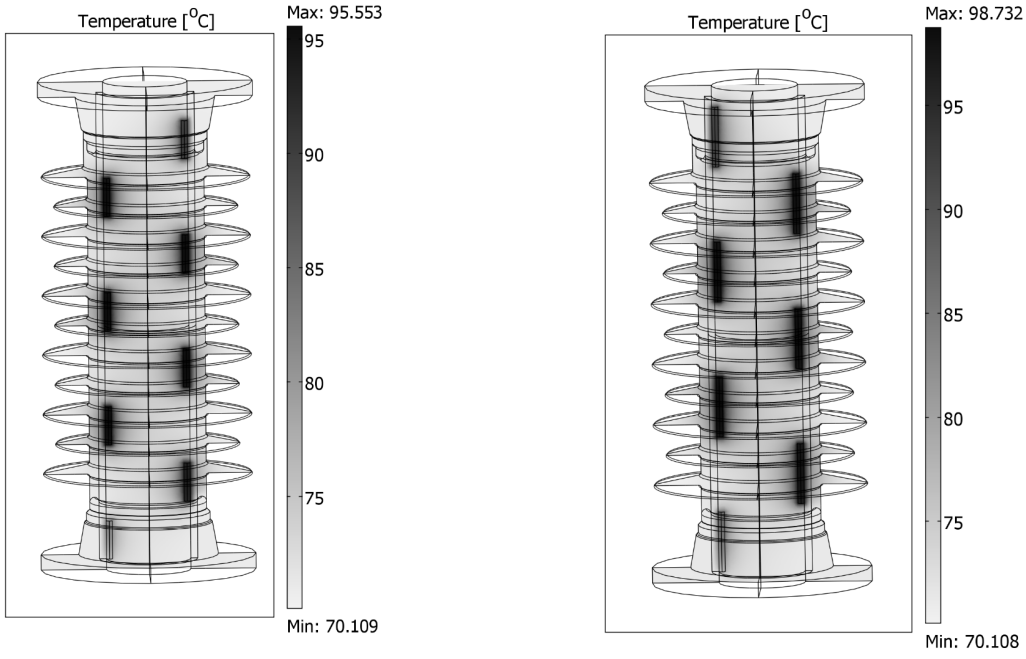


Рисунок 4.12 – Температурные поля первичного преобразователя с двумя вертикальными резистивными делителями



а) б)

Рисунок 4.13 – Температурные поля первичных преобразователей с резистивным делителем, состоящим из 8 резисторов с пробивным напряжением 30 кВ и сопротивлением 6,5 МОм (а), и резистивным делителем, состоящим из 7 резисторов с пробивным напряжением 45 кВ и сопротивлением 5,5 МОм (б)

Таким образом, использование резисторов с более низким пробивным напряжением (при одинаковых характеристиках) позволяет сделать резистивный делитель с меньшим сопротивлением. Однако, использование очень большого количества резисторов с низким пробивным напряжением снижает надежность резистивного делителя напряжения. В дальнейших расчетах необходимо определить величину общего сопротивления резистивного делителя, при которой значения емкостных токов являются допустимыми с точки зрения метрологической точности резистивного делителя. Это позволит сделать выбор резисторов для делителя напряжения.

4.3.2 Расчет тепловых полей в динамическом режиме

Для математического моделирования теплового состояния трансформатора в динамическом режиме используется уравнение теплопроводности, записанное в следующем виде:

$$\frac{\partial T}{\partial t} + \nabla \cdot \left(-a \nabla T \right) = \frac{q_v}{c \cdot \rho}, \tag{4.8}$$

где T – температура, ºС; t – время процесса, с; a – коэффициент температуропроводности, $м^2/с$; q_v –тепловой источник, связанный с выделением тепловой энергии на резисторах, $Вт/м^2$; c – теплоемкость, Дж/(кг·ºС); ρ – плотность, $кг/м^3$. Для решения параболического уравнения (4.8) задаются краевые условия однозначности (4.5).

Решение уравнения (4.8) было выполнено двумя методами: модифицированным методом конечных объемов и методом конечных элементов.

Для решения уравнения (4.8) методом конечных объемов был использован алгоритм и пакет программ, разработанных коллективом исследователей ИГЭУ во главе с профессором Жуковым В.П. [16] на основе математического аппарата теории цепей Маркова [49]. Метод расчета процесса теплопроводности при

трехмерной постановке задачи базируется на ячеечной методологии. В качестве искомой функции выбрано распределение теплоты по ячейкам в трехмерном пространстве. Полученный многомерный массив ячеек сворачивается в одномерную матрицу (вектор-строку) из этих же ячеек. Распределение теплоты по ячейкам представляется вектором $S = \{S_i\}$, где индекс «i» соответствует номеру ячейки. Алгоритм расчета искомого распределения S в произвольные моменты времени включает следующие этапы. Сначала для каждой ячейки пространства определяются номера ячеек, с которыми она может взаимодействовать. Затем составляются уравнения балансов для определения потоков энергии между этими ячейками. Известные потоки энергии позволяют определить доли теплоты, переносимые в соседние ячейки за временной шаг. Для описания эволюции состояния системы выполняется суммирование тепловой энергии переносимой из j-й ячейки в i-ю ячейку:

$$S_i^{k+1} = \sum_{j=1...n} S_i^k p_{ij}, \qquad (4.9)$$

где p_{ij} – доля теплоты переносимая из j-й в i-ю ячейку; индекс k соответствует номеру шага по времени.

Второй вариант численного решения уравнения теплопроводности (4.8) выполнен методом конечных элементов с помощью программного пакета COMSOL Multiphysics [34] в осесимметричной двухмерной и трехмерной постановках.

На рисунке 4.14 представлены результаты численного решения уравнений (4.8) двумя методами в виде изменения по времени максимальной температуры на поверхности резистора. На этом же графике приводятся результаты описанных выше экспериментальных исследований.

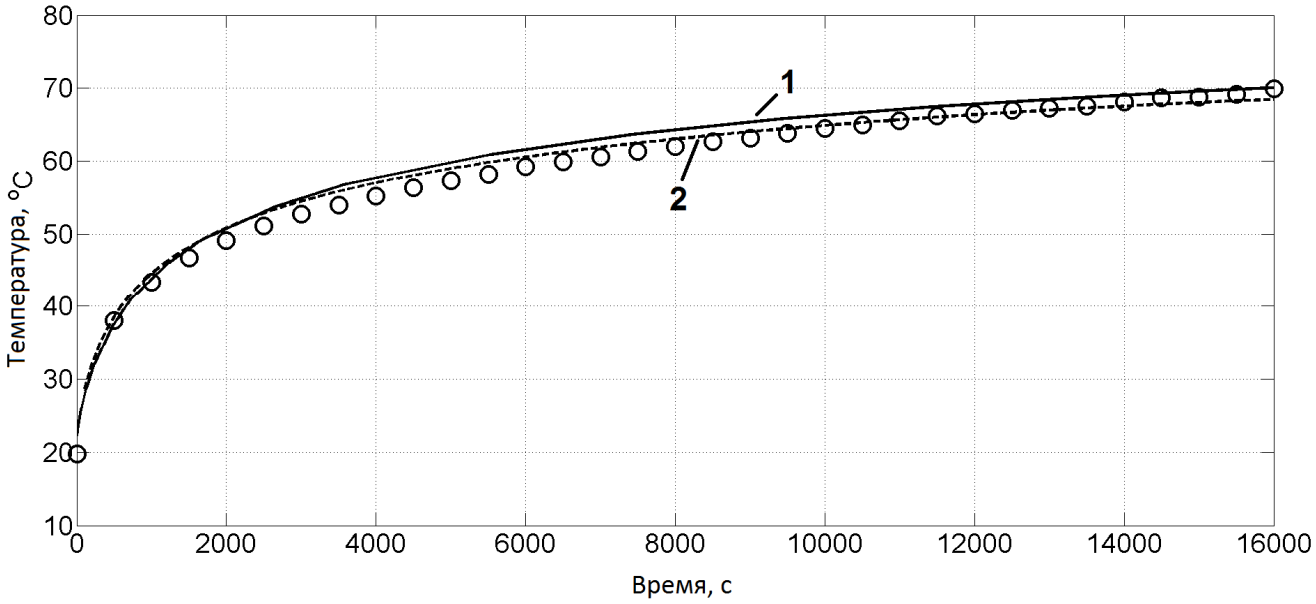


Рисунок 4.14 – Расчетные (1 – COMSOL Multiphysics, 2 – матричного метода [16]) и экспериментальные (точки) зависимости максимальной температуры на поверхности резистора от времени

Анализ теплового состояния трансформатора, выполненный на основе результатов расчетных и экспериментальных исследований, позволил сделать следующие выводы.

1. Использованные численные методы решения уравнения теплопроводности позволяют адекватно оценить тепловое состояние первичного преобразователя на основе резистивного делителя. Адекватность описания экспериментальных данных результатами моделирования оценивается по критерию Фишера F [7]. Значение критерия F вычисляется через отношение дисперсии среднего и остаточной дисперсии. Рассчитанное значение критерия F для метода конечных элементов в COMSOL Multiphysics составляет 0,7; а для модифицированного метода конечных объемов [16] – 1,9. Сравнение полученных значений с табличным значением критерия ($F_{кр}$=3.04) для уровня значимости q=0.05 показали, что оба найденные значения меньше табличного, что подтверждает адекватность предложенных подходов анализа теплового состояния в представленной временной области.

2. Сопоставление временных затрат на выполнение динамических суточных расчетов показали преимущество модифицированного матричного метода [16] по сравнению с методом конечных элементов при использовании пакета COMSOL Multiphysics: необходимое время для расчета одного варианта указанными методами составило 100 с и 1000 с соответственно.

3. При выполнении динамических расчетов и при анализе режимов работы технологического оборудования целесообразно использовать модифицированный матричный метод [16], с последующей детализацией результатов расчета более точным и более ресурсоемким методом пакета COMSOL Multiphysics.

С помощью данных верифицированных методов были выполнены исследования по определению перегрева резисторов, а, соответственно, и возможности их повреждения при наличии перенапряжений. В соответствии с ГОСТ 1983-2001 трансформатор напряжения должен неограниченно долго выдерживать 1.2 $U_н$ и в течение 8 часов – 1.9 $U_н$. Результаты исследований (рисунок 4.15) показывают, что при 1.9 $U_н$ резисторы нагреваются до температуры 155 ºС, современные резисторы способны долговременно выдерживать температуры до 210 ºС.

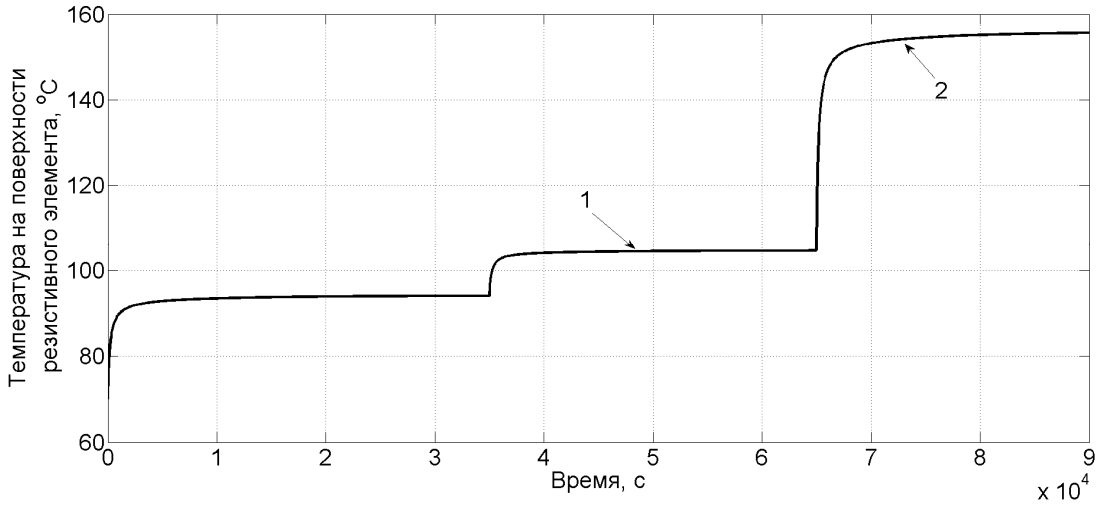


Рисунок 4.15 – Зависимость максимальной температуры на поверхности резистора от времени при 1.2 $U_н$ (1) и 1.9 $U_н$ (2) для делителя, показанного на рис. 4.11, в

4.4 Выводы по четвертой главе

1. Разработанные математические модели тепловых полей трансформатора напряжения на основе резистивного делителя напряжения позволяют выполнять исследования его работы в электрической сети в нормальных и аварийных режимах

2. Проведенные экспериментальные исследования позволили верифицировать математическую модель тепловых полей трансформатора напряжения на основе резистивного делителя напряжения в статическом и динамическом режимах.

3. Проведенные исследования на верифицированной математической модели позволили выполнить оптимизационные расчеты расположения и параметров резисторов. Наименьший нагрев резисторов достигается при их спиральном размещении по внутреннему радиусу изоляционной покрышки.

4. Определенные, в результате оптимизационных расчетов, параметры резисторов могут быть использованы для определения величин токов электрического смещения и токов утечки в изоляции резистивного делителя, влияющих на точность измерений.

5 РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ, МЕТОДИК АНАЛИЗА И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ РЕЗИСТИВНОГО ДЕЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

5.1 Постановка задачи

В соответствии со схемой замещения резистивного делителя напряжения (рисунок 5.1) важным фактором, влияющим на его погрешность, являются токи электрического смещения в изоляции трансформатора.

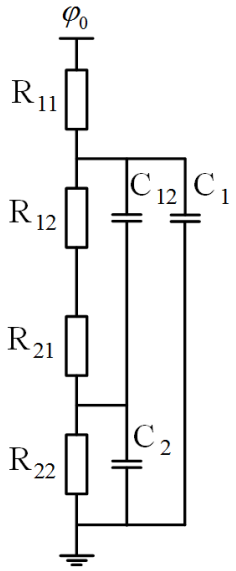


Рисунок 5.1 – Схема замещения резистивного делителя напряжения с двумя резисторами

Увеличение тока, протекающего через резисторы, позволяет уменьшить влияние токов электрического смещения. С помощью методов, приведенных в третьей главе диссертации, были выполнены расчеты минимально допустимых сопротивлений по ограничению на их саморазогрев для нескольких конструкций резистивных делителей, что позволяет максимально возможно увеличить ток через резисторы.

В данной главе необходимо разработать методики расчета токов электрического смещения с учетом токов утечки в изоляции и методы уменьшения данных токов.

5.2 Разработка математических моделей и методик расчета токов электрического смещения с учетом токов утечки в изоляции

5.2.1 Методика последовательных вычислений с предварительным расчетом частичных емкостей

Расчет частичных емкостей может быть выполнен на математической модели резистивного делителя напряжения, основанной на решении уравнения Лапласа, записанного для электрического поля

$$-\nabla \cdot \varepsilon_0 \varepsilon_r \nabla \varphi = 0, \qquad (5.1)$$

где ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума, Ф/м; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость, Ф/м; φ – электрический потенциал, В. На границах окружающего первичный преобразователь пространства задается граничное условие Неймана.

С ростом числа резисторов падение напряжения на каждом из них уменьшается, что позволяет при значительном количестве резисторов считать их поверхность эквипотенциальной с потенциалом равным среднему значению между его выводами. Данное допущение позволит перейти к определению частичных емкостей элементов резистивного делителя. В случае, если допущение эквипотенциальности поверхности резисторов дает недопустимую погрешность, то необходимо осуществить условное разделение каждого резистора на части и для каждой из частей определять частичные емкости.

Исследование частичных емкостей с использованием решения по уравнению (5.1) выполнено по следующему алгоритму:

1. Задание электрического потенциала на одном из резисторов делителя напряжения.

2. Расчет наведенного заряда поочередно на всех резисторах по формуле:

$$q = \oint_S D dS, \tag{5.2}$$

где D – поверхностная плотность заряда, Кл/м^3; S – площадь поверхности резисторов, м^2.

Для целей проверки и записи формы в аналитическом виде можно пренебречь нормальной составляющей вектора D через торцевые поверхности резисторов ввиду малости значений, тогда формула (5.3) может быть записана в следующем виде:

$$q = 2\pi r \int_l D dl, \tag{5.3}$$

где r – радиус цилиндрического резистора, м; l – длина резистора, м.

3. Расчет емкостных коэффициентов в соответствии со второй группой формул Максвелла [20]:

$$\left.\begin{array}{l} q_1 = \varphi_1\beta_{11} + \varphi_2\beta_{12} + \ldots + \varphi_n\beta_{1n}; \\ \ldots \\ q_k = \varphi_1\beta_{k1} + \varphi_2\beta_{k2} + \ldots + \varphi_n\beta_{kn}; \\ \ldots \\ q_n = \varphi_1\beta_{n1} + \varphi_2\beta_{n2} + \ldots + \varphi_n\beta_{nn}. \end{array}\right\} \Rightarrow \beta_{km} = \frac{q_k}{\varphi_m};\ k = 1,\ldots,n;\ m = 1,\ldots,n, \tag{5.4}$$

где q_k – заряд, рассчитанный на модели, Кл; φ_m – потенциал, задаваемый при расчете заряда на модели, В; β_{km} – емкостный коэффициент, Ф.

4. Расчет собственных и частичных емкостей по формуле [20]:

$$C_{kk} = \sum_{m=1}^{n} \beta_{km},\ C_{km} = -\beta_{km}. \tag{5.5}$$

Для верификации математического аппарата программы, с помощью которой проводится расчет, было проведено сравнение расчета собственной емкости отдельного резистора, находящегося в воздухе на разном расстоянии от проводящей поверхности (земли), по аналитическому выражению и с помощью программы.

Аналитическое значение емкости резистора рассчитывалось по формуле, предназначенной для расчета емкости цилиндра конечной длины, расположенного перпендикулярно проводящей поверхности, на некотором расстоянии от неё [25]:

$$C = \frac{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon \cdot l}{\ln \frac{2l}{d} - D_2}, \tag{5.6}$$

где ε – диэлектрическая проницаемость среды, Ф/м; l – длина резистора, м; d – диаметр резистора, м; D_2 – коэффициент, определяемый по формулам:

при h/l<<1

$$D_2 = 1 + \frac{h}{l} \ln \frac{4 \cdot h}{l} + \left(1 + \frac{h}{l}\right) \ln \left(1 - \frac{h}{l}\right) - \left(1 + \frac{2 \cdot h}{l}\right) \ln \left(1 + \frac{2 \cdot h}{l}\right), \tag{5.7}$$

при h/l>1

$$D_2 = 0.307 + \left(1 + \frac{h}{l}\right) \ln \left(1 + \frac{l}{h}\right) - \left(1 + \frac{2 \cdot h}{l}\right) \ln \left(1 + \frac{l}{2 \cdot h}\right), \tag{5.8}$$

где h – высота расположения резистора от проводящей плоскости, м.

Результаты расчета по аналитической формуле и в программе совпали с незначительной погрешностью (таблице 5.1).

Таблица 5.1 – Результаты расчета собственной емкости резисторов при разной высоте их расположения над проводящей поверхностью

№	Высота расположения нижнего конца резистора, м	Емкость, Ф		Расхождение, %
		Расчет по формуле (5.7)	Расчет в программе	
1	0.55	1.630e-12	1.608e-12	1,3
2	0.46	1.633e-12	1.609e-12	1,5
3	0.37	1.639e-12	1.614e-12	1,5
4	0.28	1.647e-12	1.623e-12	1,5
5	0.19	1.662e-12	1.637e-12	1,5
6	0.01	1.932e-12	1.948e-12	0,8

В Приложении Л приведены результаты расчета зарядов, емкостных коэффициентов и частичных емкостей для первичного преобразователя с осевым делителем, состоящим из 7 резисторов с пробивным напряжением 45 кВ.

Для расчета емкостных токов разрабатывается модель электрической цепи резистивного делителя в программе Simulink (пример электрической схемы приведен на рисунке 5.2). Для достижения численной устойчивости последовательно с емкостями подключены резисторы, сопротивление которых в 100 раз меньше емкостного сопротивления. Данные резисторы моделируют активные потери в диэлектрике. В электрической схеме резисторы делителя разделены на два равных резистора таким образом, чтобы емкостные токи втекали в центр резистора.

Результаты расчета емкостных токов и токов, проходящих через резисторы делителя, также приведены в Приложении Л (таблица Л.4).

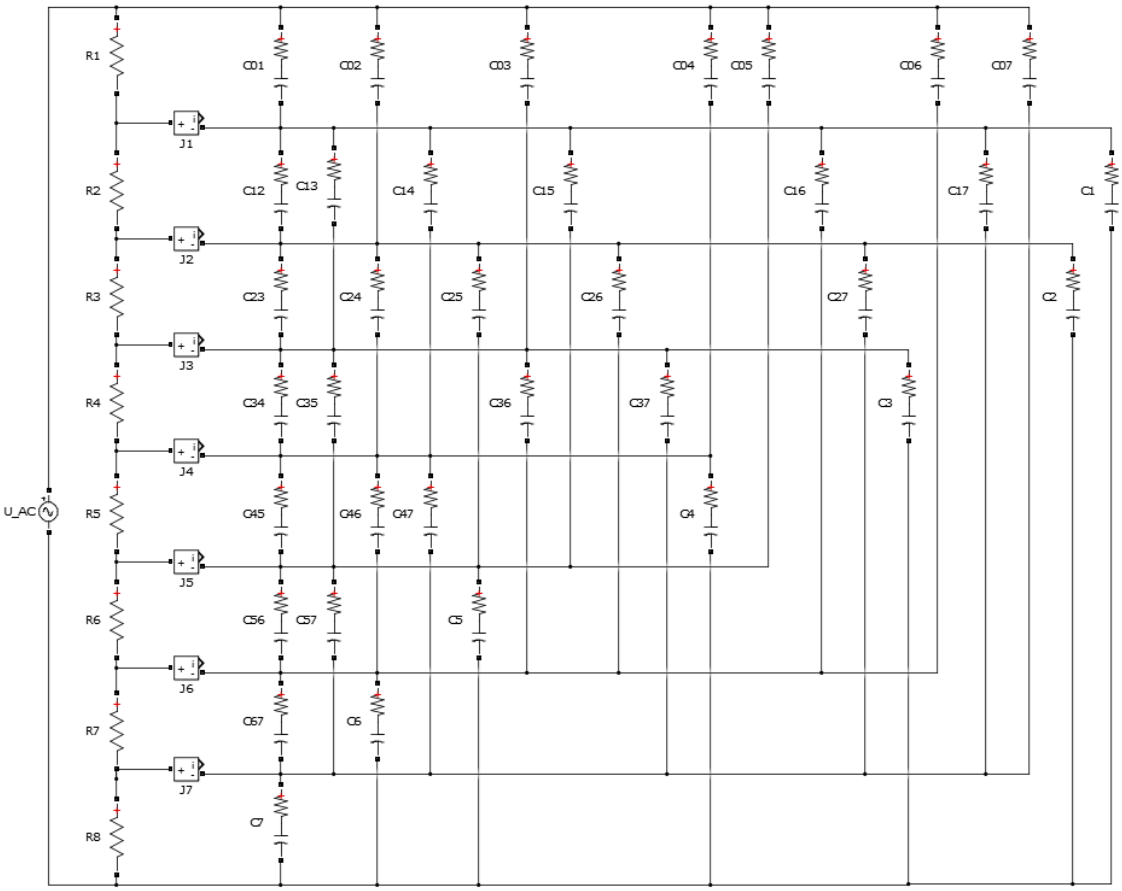


Рисунок 5.2 – Схема замещения первичного преобразователя на основе резистивного делителя в программе Simulink

5.2.2 Методика параллельных вычислений через наведенные токи

Токи электрического смещения и токи утечки предлагается учесть сразу при расчете, используя квазистатическую модель резистивного делителя напряжения, основанную на решении уравнения:

$$-\nabla \cdot \left(\left(\sigma + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r \right) \nabla\varphi \right) = 0, \tag{5.9}$$

где σ - электрическая проводимость, См/м; j – мнимая единица; ω – угловая частота, рад/с; φ – потенциал, В.

Математическая модель в основе которой лежит решение уравнения (5.9) дополняется уравнениями электрической цепи, записанными в соответствие со схемой замещения (рисунок 5.3):

$$\begin{aligned}
&\dot{U}_{R_1} = \dot{I}_1 \cdot R_{11} + \left(\dot{I}_1 + \dot{J}_1\right) \cdot R_{12} = \dot{I}_1 \cdot \frac{R_1}{2} + \left(\dot{I}_1 + \dot{J}_1\right) \cdot \frac{R_1}{2} = \left(\dot{I}_1 + 0.5 \cdot \dot{J}_1\right) \cdot R_1, \\
&U_{R_2} = \left(\dot{I}_1 + \dot{J}_1\right) \cdot \frac{R_2}{2} + \left(\dot{I}_1 + \dot{J}_1 + \dot{J}_2\right) \cdot \frac{R_2}{2} = \left(\dot{I}_1 + \dot{J}_1 + 0.5 \cdot \dot{J}_2\right) \cdot R_2, \\
&\ldots \\
&U_{R_n} = \left(\dot{I}_1 + \dot{J}_1 + \dot{J}_2 + \ldots + 0.5 \cdot \dot{J}_n\right) \cdot R_n, \\
&E = U_{R_1} + U_{R_2} + \ldots + U_{R_n}.
\end{aligned} \tag{5.10}$$

Подставим выражения для напряжения на резисторах в последнее уравнение:

$$\begin{aligned}
&\dot{E} = \left(\dot{I}_1 + 0.5 \cdot \dot{J}_1\right) \cdot R_1 + \left(\dot{I}_1 + \dot{J}_1 + 0.5 \cdot \dot{J}_2\right) \cdot R_2 + \\
&+ \left(\dot{I}_1 + \dot{J}_1 + \dot{J}_2 + \ldots + 0.5 \cdot \dot{J}_n\right) \cdot R_n = \dot{I}_1 \cdot \left(R_1 + R_2 + \ldots + R_n\right) + \\
&+ \dot{J}_1 \cdot \left(0.5 \cdot R_1 + R_2 + \ldots + R_n\right) + \dot{J}_2 \cdot \left(0.5 \cdot R_2 + \ldots + R_n\right) + \ldots + 0.5 \cdot R_n = \\
&= \dot{I}_1 \cdot \sum_{i=1}^{n} R_i + \sum_{i=1}^{n} \dot{J}_i \cdot \left(\frac{R_i}{2} + \sum_{k=i+1}^{n} R_k\right).
\end{aligned} \tag{5.11}$$

Выразим значение тока, протекающего через резистор R_{11}:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{E} - \sum_{i=1}^{n} \dot{J}_i \cdot \left(\frac{R_i}{2} + \sum_{k=i+1}^{n} R_k\right)}{\sum_{i=1}^{n} R_i}. \tag{5.12}$$

Рассчитанное значение тока I_1 используется для вычисления напряжений на резисторах.

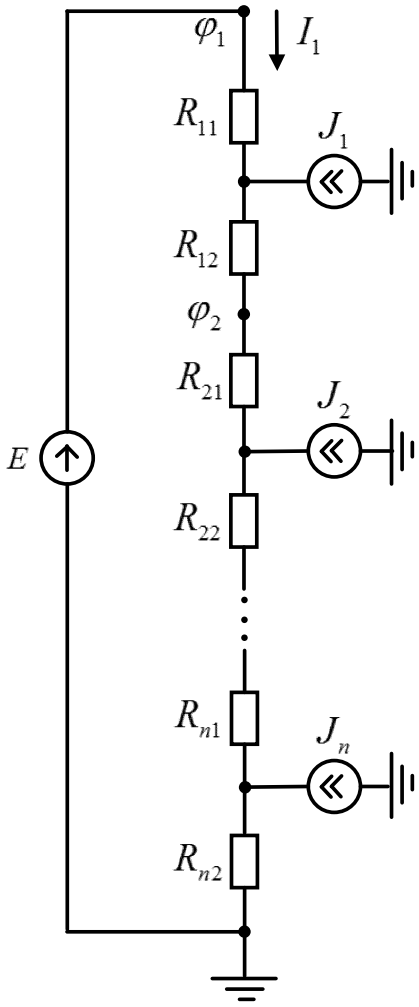


Рисунок 5.3 – Схема замещения первичного преобразователя на основе резистивного делителя

Расчет емкостных токов производиться итерационным методом (рисунок 5.4).

1. Задается распределение потенциалов без учета емкостных токов.

2. На квазистатической модели рассчитываются наведенные токи $J_1,\ldots J_n$.

3. Вычисляется значение тока I_1 по формуле (5.12) и напряжения $U_{R1},\ldots,U_{Rn}$ по формулам (5.10).

4. Вычисляется новое распределение потенциалов и задается в квазистатической модели.

5. Повторяются пункты 2 – 4 до тех пор, пока погрешность между двумя последующими расчетами тока (амплитуды и фазы) через первый резистор не станет меньше заданного значения.

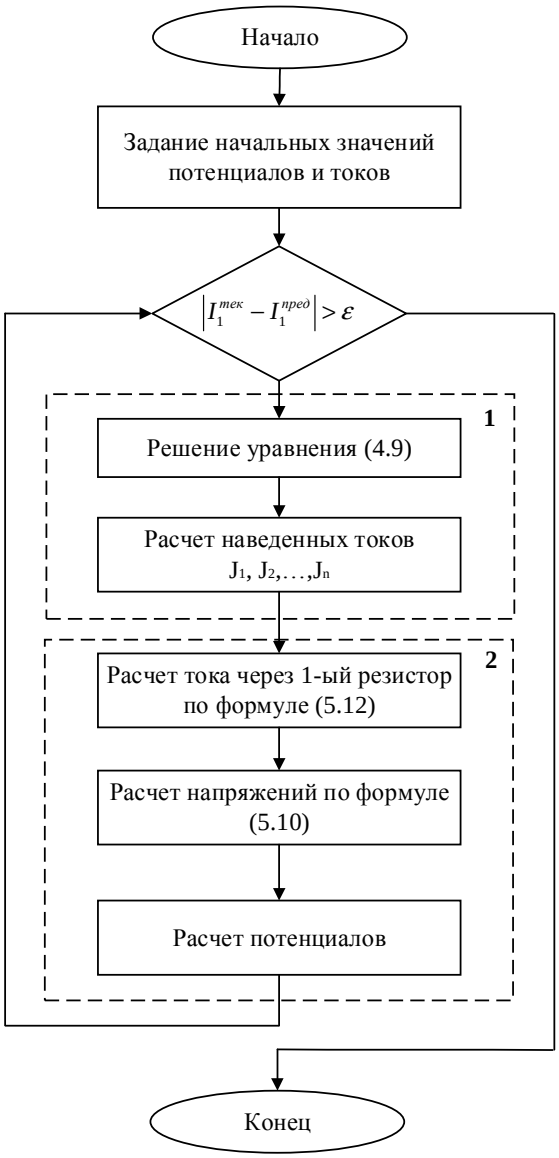


Рисунок 5.4 – Алгоритм расчета емкостных токов итерационным методом: 1 – расчеты на квазистатической модели; 2 – расчеты электрической цепи

Результаты расчетов методом частичных емкостей (таблица Л.4) и расчетов на квазистатической модели (таблица Л.5) совпали с достаточной инженерной точностью.

Для верификации математического аппарата программы COMSOL Multiphysics при расчетах в квазистатическом режиме была разработана модель резистивного делителя, находящегося между двух длинных плоскостей. В такой модели поле является практически равномерным, а, соответственно, емкостные

токи должны быть минимальны. Результаты расчета (таблица Л.6) подтверждают данное предположение.

5.3 Исследование резистивного делителя напряжения на разработанных математических моделях

На квазистатической модели первичного преобразователя с резистивным делителем из 7 резисторов (сопротивление каждого резистора 30МОм, пробивное напряжение 45 кВ) были проведены расчеты при частичном загрязнении изолятора (таблицы Л.7-Л.13) и при пробое изоляции (таблица 5.2) с целью определения влияния данных факторов на емкостные токи. На рисунках 5.5 и 5.6 показаны зависимости разниц между амплитудами и фазами входящего и выходящего тока резистивного делителя от количества загрязненных больших ребер изолятора.

Загрязнение моделировалось граничным условием плавающего потенциала:

$$\int \vec{n} \cdot \left(\vec{J}_1 - \vec{J}_2 \right) = I_0, \tag{5.13}$$

где I_0 – источник тока, А.

При моделировании пробоя верхних ребер изолятора на них устанавливался потенциал, равный потенциалу токопровода.

Таблица 5.2 – Результаты расчетов при пробое ребер изолятора

Описание исследования	Вход	Выход
Нет пробоя	$9.811 \cdot 10^{-5} e^{3.03j}$	$9.47422 \cdot 10^{-5} e^{-7.432j}$
1 большое верхнее и 1 малое верхнее	$9.568 \cdot 10^{-5} e^{-4.809j}$	$9.595 \cdot 10^{-5} e^{-3.684j}$
3 больших верхних и 3 больших малых	$9.063 \cdot 10^{-5} e^{-21.325j}$	$10.654 \cdot 10^{-5} e^{-9.086j}$

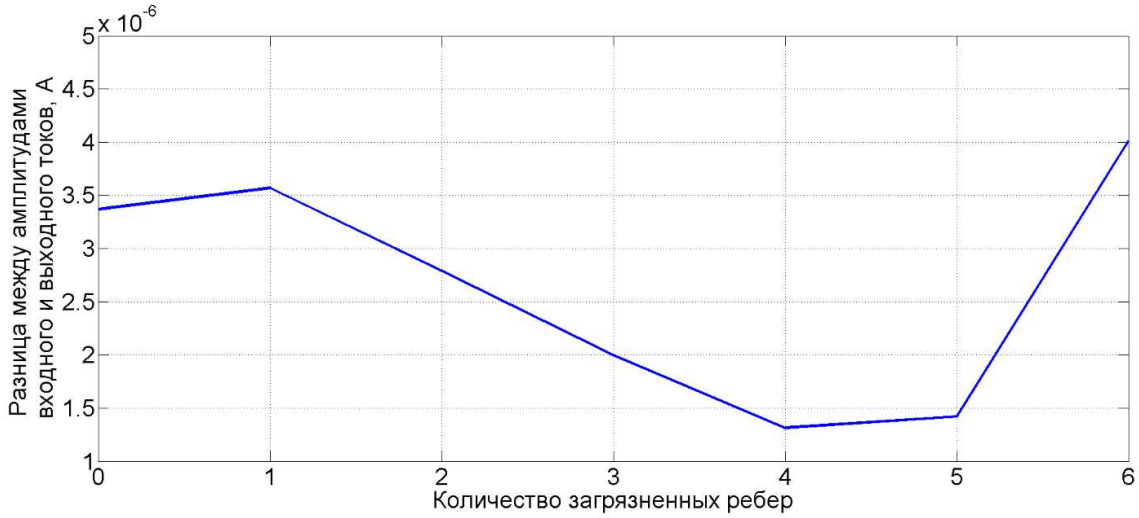


Рисунок 5.5 – Зависимость разницы между амплитудами входящего и выходящего тока резистивного делителя от количества загрязненных больших ребер изолятора

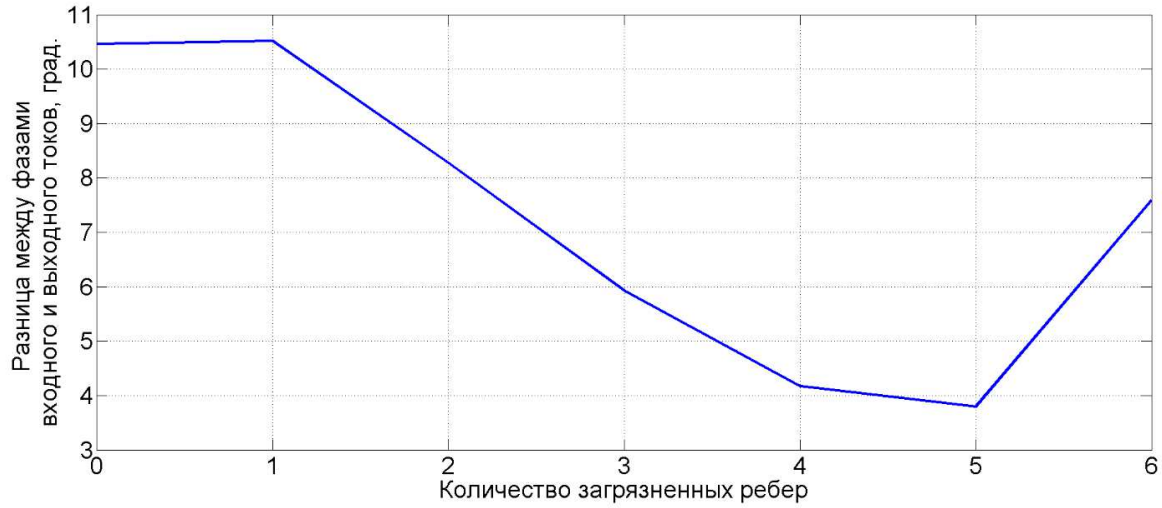


Рисунок 5.6 – Зависимость разницы между фазами входящего и выходящего тока резистивного делителя от количества загрязненных больших ребер изолятора

Результаты расчетов для первичных преобразователей на основе резистивных делителей на напряжение 35 кВ (таблица 5.3), тепловые поля которых были вычислены в предыдущем разделе, позволяют сделать следующие выводы:

1. Размещение резистивного делителя у внутренней стенки изолятора приводит к увеличению фазовой погрешности, однако, появляется возможность

уменьшить сопротивление резисторов (в связи с уменьшением теплового сопротивления), что позволяет получить более высокую точность по сравнению с размещением в центре изолятора.

2. Использование большего числа резисторов с меньшим пробивным напряжением позволяет уменьшить фазовые погрешности. Это достигается за счет уменьшения общего сопротивления делителя в связи с увеличением поверхности теплообмена.

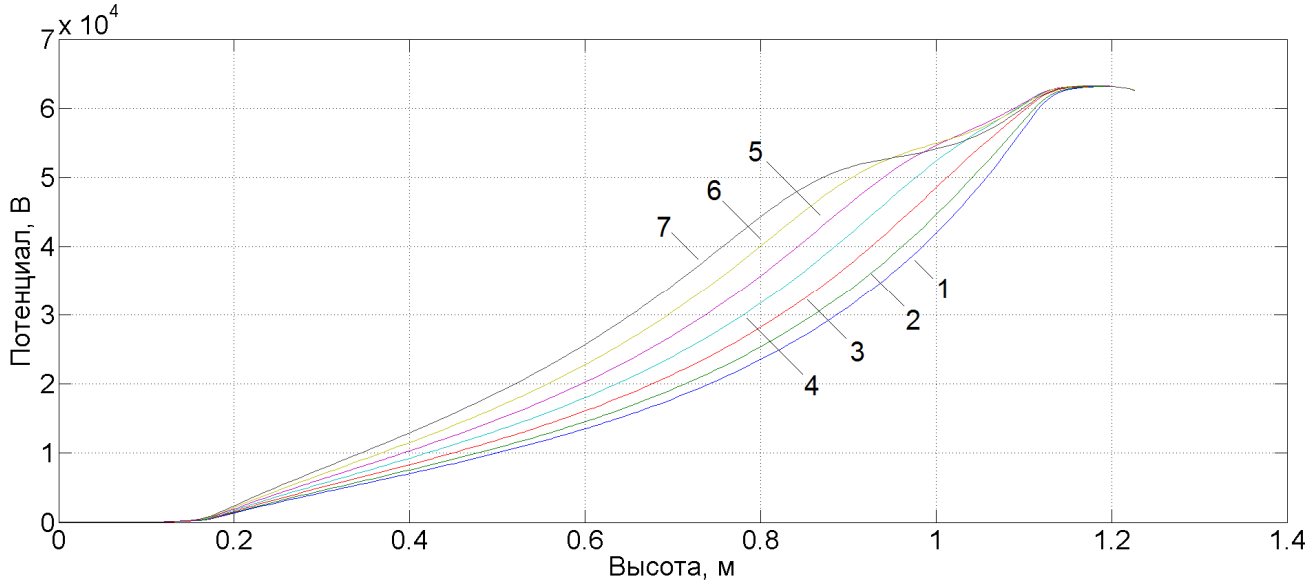
3. В дальнейшем необходимо разработать мероприятия по уменьшению емкостных токов, поскольку мероприятий по уменьшению влияния емкостных токов за счет увеличения тока, протекающего через резисторы, недостаточно для достижения высокого класса точности.

Таблица 5.3 – Результаты расчетов угловой погрешности резистивных делителей напряжения

№	Первичный преобразователь	Δφ, град
1	7 резисторов с пробивным напряжением 45 кВ и сопротивлением 9 МОм, осевой делитель в центре изолятора	3,0
2	7 резисторов с пробивным напряжением 45 кВ и сопротивлением 5.5 МОм, спиральный делитель	2,0
3	8 резисторов с пробивным напряжением 30 кВ и сопротивлением каждого 6,5 МОм, спиральный делитель	3,2
4	12 резисторов с пробивным напряжением 21 кВ и сопротивлением каждого 6 МОм, осевой делитель в центре изолятора	2,4
5	12 резисторов с пробивным напряжением 21 кВ и сопротивлением каждого 3 МОм, осевой делитель в центре изолятора	1,2
6	12 резисторов с пробивным напряжением 21 кВ и сопротивлением каждого 3 МОм, осевой делитель у внутреннего диаметра изолятора	1,6
7	12 резисторов с пробивным напряжением 21 кВ и сопротивлением каждого 3 МОм, спиральный делитель	1,8

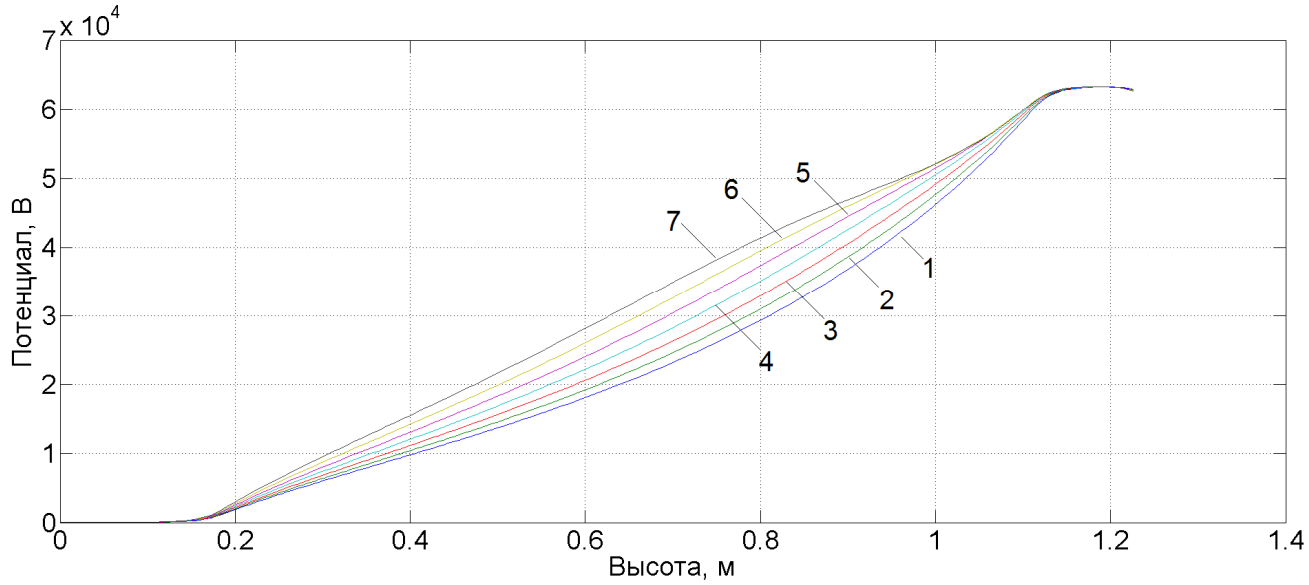
5.4 Разработка методов уменьшения амплитудных и фазовых погрешностей резистивного делителя напряжения

Уменьшение амплитудных и фазовых погрешностей резистивного делителя напряжения возможно выполнить за счет уменьшения емкостных токов путем выравнивания распределения потенциалов в трансформаторе. Выравнивание потенциала было выполнено при помощи использования металлического кольца, имеющего потенциал первичного провода. С целью определения влияния расположения металлического кольца на распределение потенциала была проведена серия экспериментов на математической модели (таблица М.1, рисунки 5.7-5.10).



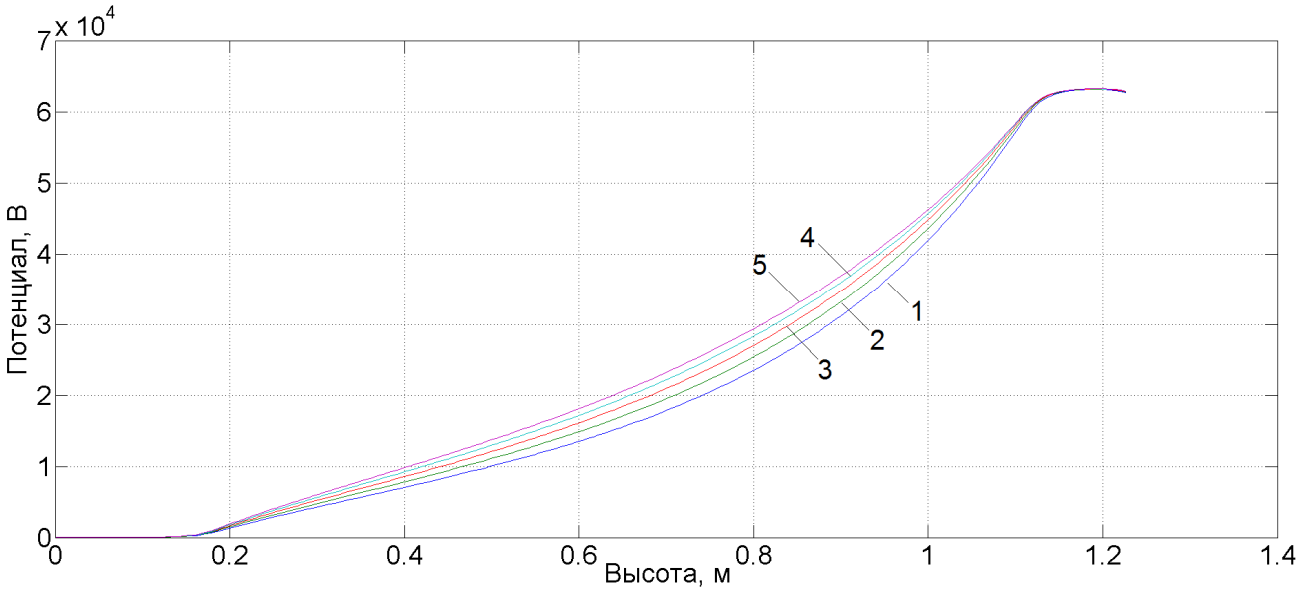
1 – H=1.150 м; 2 – H=1.100 м; 3 – H=1.050 м; 4 – H=1.000 м; 5 – H=0.950 м; 6 – H=0.900 м; 7 – H=0.850

Рисунок 5.7 – Распределение потенциала вдоль оси трансформатора при радиусе кольца 0.180 м



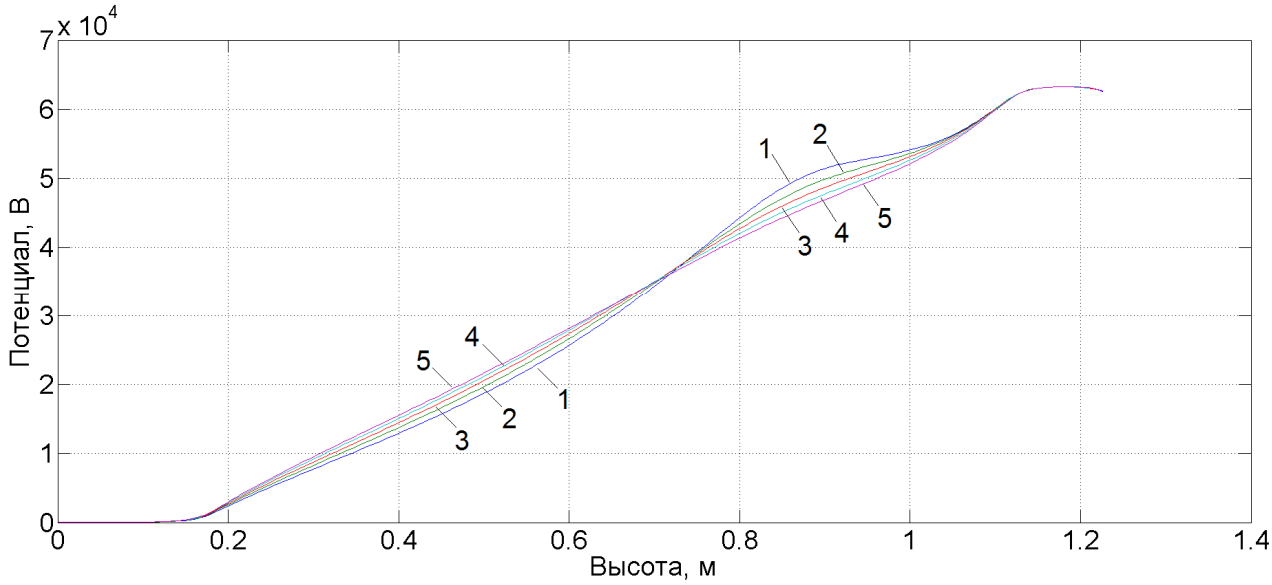
1 – H=1.150 м; 2 – H=1.100 м; 3 – H=1.050 м; 4 – H=1.000 м; 5 – H=0.950 м; 6 – H=0.900 м; 7 – H=0.850

Рисунок 5.8 – Распределение потенциала вдоль оси трансформатора при радиусе кольца 0.340 м



1 – R=0.180 м; 2 – R=0.220 м; 3 – R=0.260 м; 4 – R=0.300 м; 5 – R=0.340 м

Рисунок 5.9 – Распределение потенциала вдоль оси трансформатора при высоте расположения кольца 1.150 м



1 – R=0.180 м; 2 – R=0.220 м; 3 – R=0.260 м; 4 – R=0.300 м; 5 – R=0.340 м

Рисунок 5.10 – Распределение потенциала вдоль оси трансформатора при высоте расположения кольца 0.850 м

Результаты исследований показывают, что уменьшение высоты расположения кольца улучшают равномерность распределения потенциала. По нормативным документам [45] наименьшее расстояние в свету от токоведущих частей, элементов оборудования и изоляции, находящихся под номинальным напряжением 110 кВ, до протяженных заземленных конструкций должно составлять не менее 900 мм. Учитывая данное требование и конструкцию изолятора была выбрана минимально допустимая высота расположения металлического кольца равная 1.072 м.

Для определения оптимального радиуса металлического кольца была проведена серия расчетов (таблица М.2), в которой радиус кольца изменялся от 150 мм до 850 мм с шагом 50 мм при высоте расположения кольца равной 1072 мм. Анализируя результаты расчетов (рисунок 5.11), можно сделать вывод о том, что наиболее равномерное распределение потенциала получается при радиусе кольца 600 мм. Однако, увеличение радиуса более 350 мм не значительно улучшает распределение потенциала.

Таким образом, оптимальным расположением металлического кольца для изолятора 110 кВ является высота 1072 мм при радиусе кольца 350 мм.

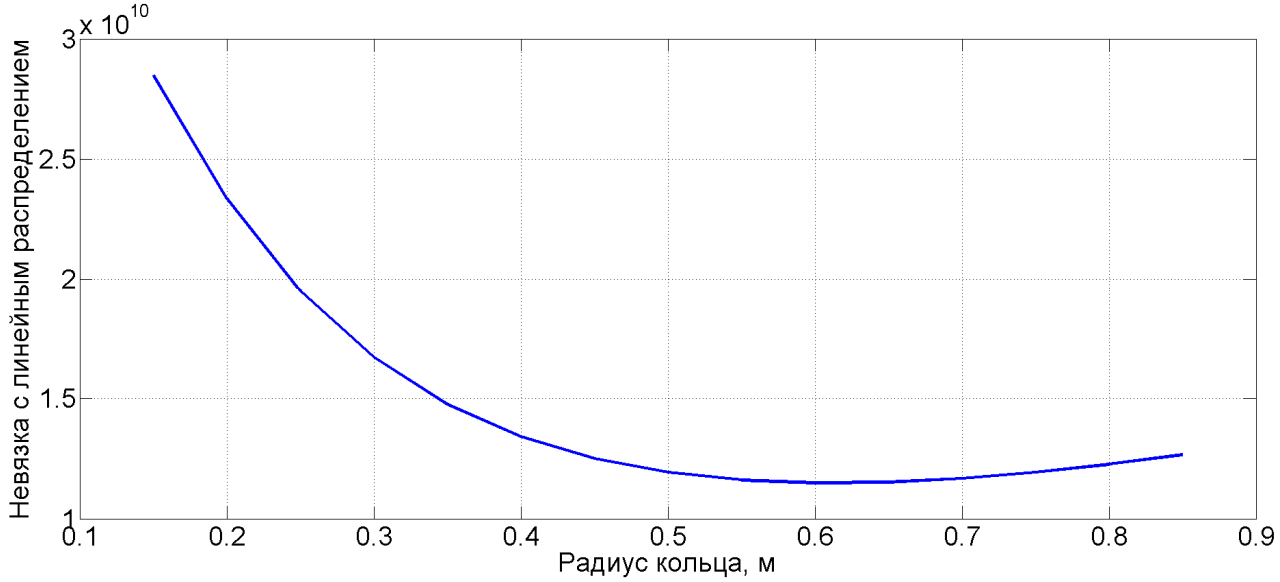
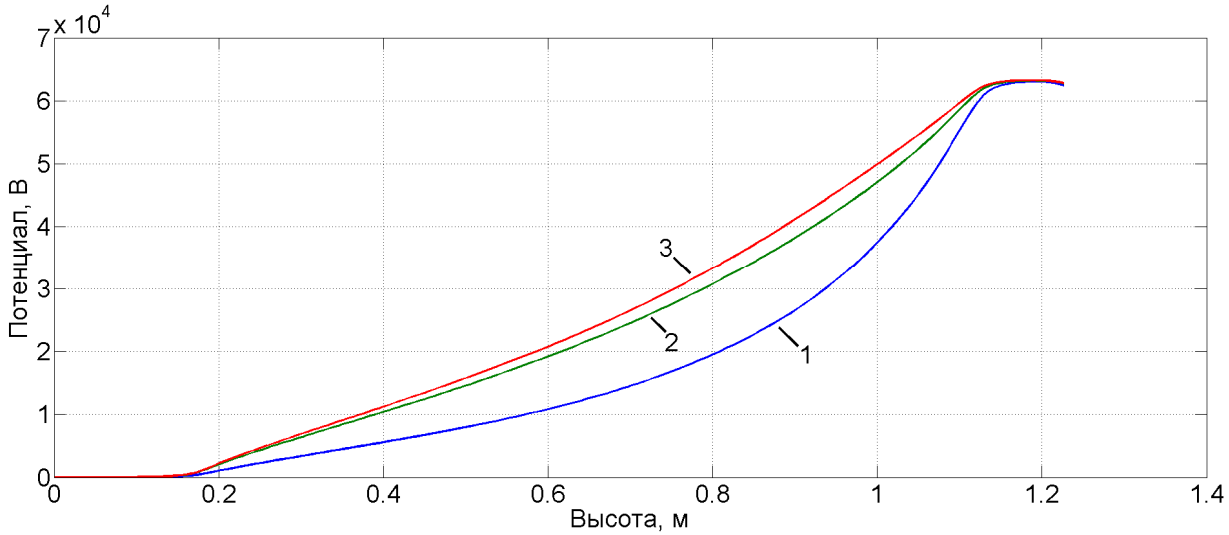


Рисунок 5.11 – Невязка распределения потенциала по сравнению с линейным распределением

Для получения еще более равномерного распределения потенциала может быть применено дополнительное металлическое кольцо. В Приложении М (таблицы М.3 и М.4) приведены результаты экспериментов по расположению дополнительного кольца. Наиболее равномерное распределение потенциалов получается при расположение второго кольца внутри первого (в одной плоскости) на расстоянии 50 мм.

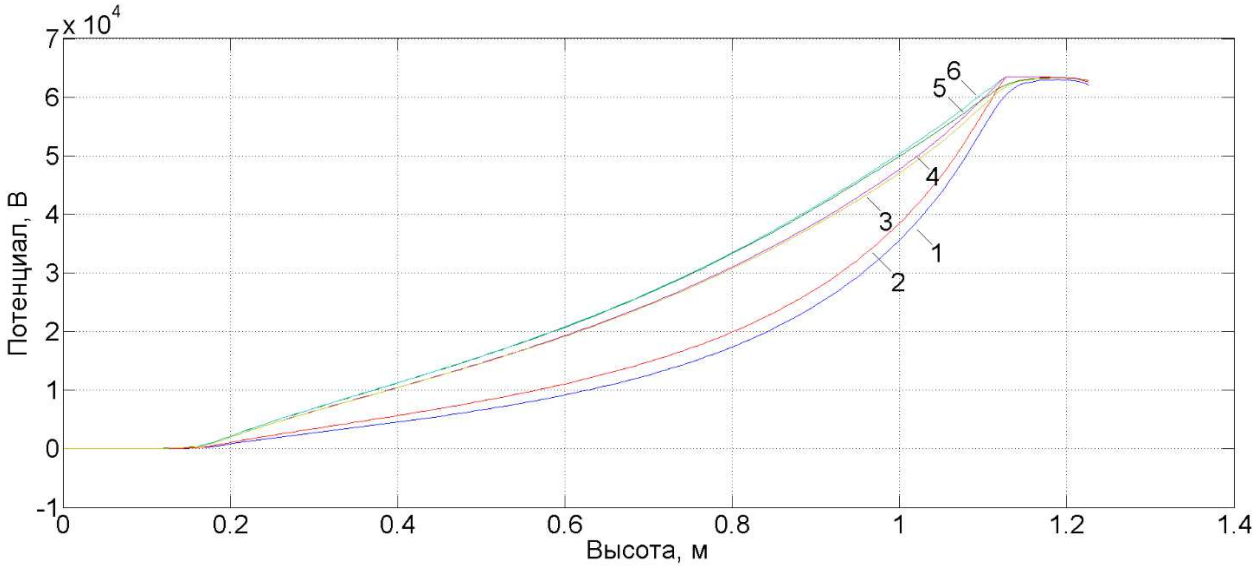
Эффективность применения металлических колец для выравнивания потенциала наглядно продемонстрирована на рисунке 5.12.

Верхний и нижний отсеки, находящиеся под потенциалом токопровода и земли, соответственно, также выравнивают распределение потенциалов (рисунок 5.13). Однако, полезный эффект незначителен в случае использования колец в верхней части изолятора.



1 – без металлического кольца; 2 – с одним металлическим кольцом; 3 – с двумя металлическими кольцами в одной плоскости

Рисунок 5.12 – Распределение потенциала вдоль оси трансформатора



1 – без учета верхнего и нижнего отсеков, без металлических колец; 2 – с учетом верхнего и нижнего отсеков, без металлических колец; 3 – без учета верхнего и нижнего отсеков, с одним металлическим кольцом; 4 – с учетом верхнего и нижнего отсеков, с одним металлическим кольцом; 5 – без учета верхнего и нижнего отсеков, с двумя металлическими кольцами; 6 – с учетом верхнего и нижнего отсеков, с двумя металлическими кольцами

Рисунок 5.13 – Распределение потенциала вдоль оси трансформатора

Как показывают результаты исследований (Приложение М, таблица М.5) использование металлического кольца, установленного в нижней части изолятора, не улучшает, а даже ухудшает выравнивание потенциалов. Исследования проводились при диаметре сечения кольца равном 0.025 м.

В таблице 5.4 приведены результаты исследования эффективности применения колец для уменьшения амплитудных и фазовых погрешностей. Другими исследованными методами уменьшения погрешности являются:

- расположение резисторов по эквипотенциалям электростатического поля (верх или центр резисторов на эквипотенциальных линиях, резистор по центру между эквипотенциальными линиями);
- использование двух резистивных делителей напротив друг друга, один из которых является экранирующим.

Таблица 5.4 – Результаты исследования методов уменьшения погрешностей резистивного делителя

Конструкция	Без кольца		С одним кольцом		С двумя кольцами	
	ΔA, %	Δφ, град	ΔA, %	Δφ, град	ΔA, %	Δφ, град
Трансформатор установлен на земле						
Равномерное распределение резисторов	5,7	21,2	3,1	13,2	2,5	10,9
Неравномерное распределение резисторов (по полю, верх резистора на эквипотенциальной линии)	-	-	0,6	3,2	0,5	2,6
Неравномерное распределение резисторов (по полю, резистор между эквипотенциальными линиями)	-	-	0,4	2,0	0,3	1,7
Неравномерное распределение резисторов (по полю, центр резистора на эквипотенциальной линии)	-	-	0,4	2,1	0,3	1,6

Продолжение таблицы 5.4

Конструкция	Без кольца		С одним кольцом		С двумя кольцами	
	ΔA, %	Δφ, град	ΔA, %	Δφ, град	ΔA, %	Δφ, град
Два делителя, равномерное распределение	7,5	9,7	4,9	6,0	4,1	5,0
Два делителя, неравномерное распределение резисторов (по полю, центр резистора между эквипотенциальными линиями)	-	-	-	-	0,3	0,7
Два делителя, неравномерное распределение резисторов (по полю, центр резистора на эквипотенциальной линии)	-	-	-	-	0,15	0,2
Диэлектрическая проницаемость герметика $\varepsilon_2=\varepsilon_1/2$						
Равномерное распределение резисторов	4,1	18,1	-	-	-	-
Трансформатор установлен на опоре						
Равномерное распределение резисторов	5,4	20,6	2,7	11,9	2,1	9,6
Два делителя, неравномерное распределение резисторов (по полю, центр резистора на эквипотенциальной линии)	-	-	-	-	0,12	0,2

Также были выполнены исследования резистивного делителя с равномерным расположением резисторов и без использования колец и резистивного делителя с неравномерным расположением резисторов и с использованием колец на грозовой импульс с амплитудой 480 кВ в соответствие с ГОСТ 1516.3-96 (рисунки 5.14, 5.15).

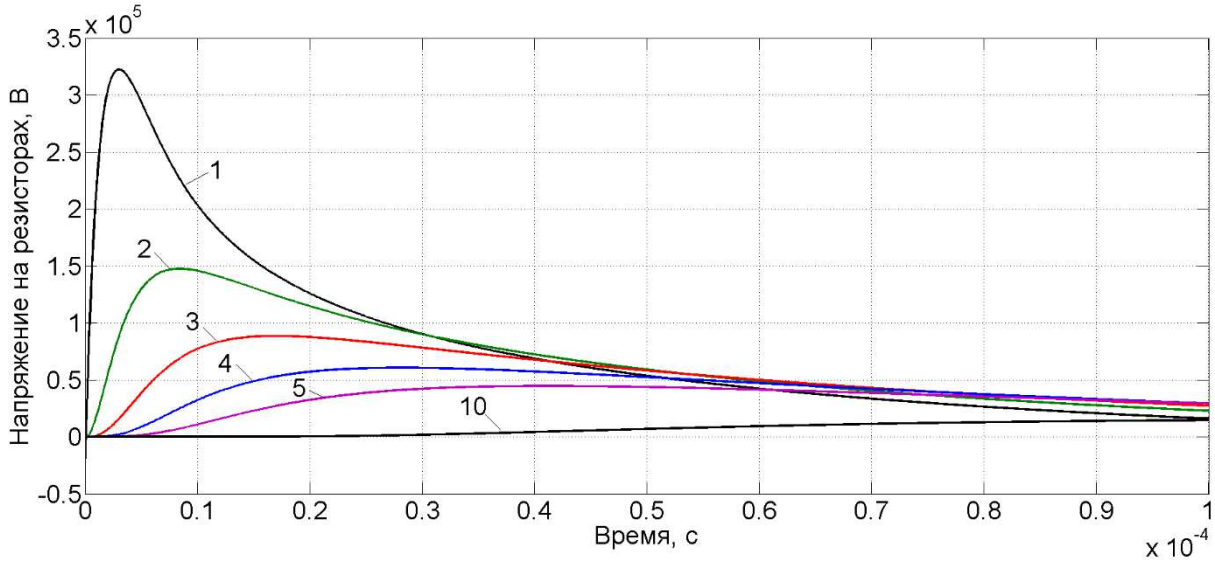


Рисунок 5.14 – Распределение напряжения на резисторах делителя напряжения с равномерным расположением резисторов и без использования колец

(цифра – номер резистора)

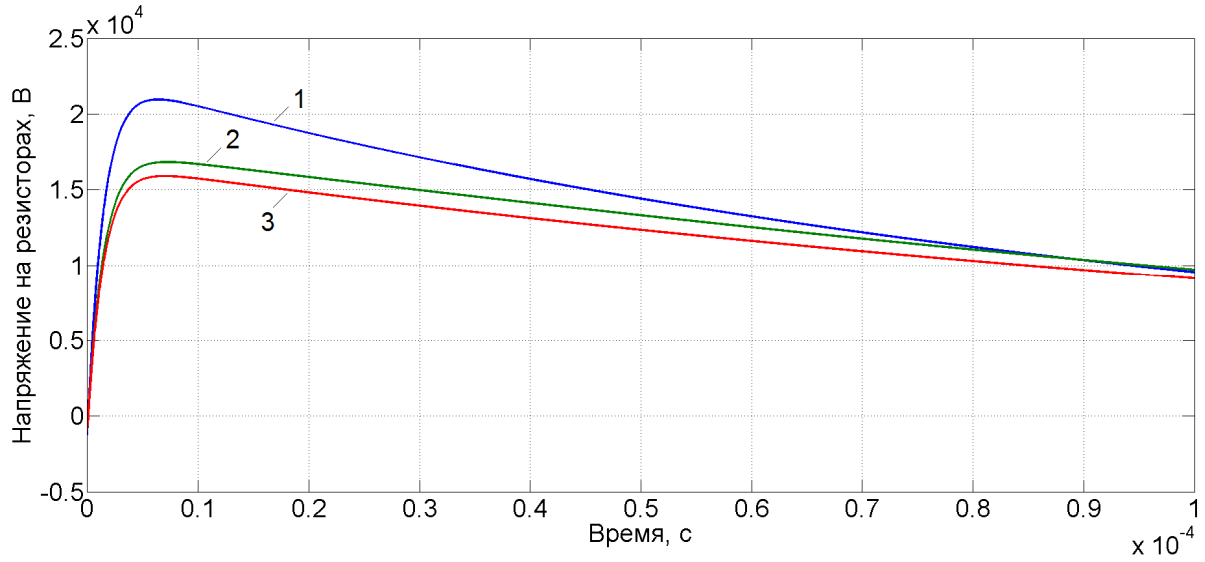


Рисунок 5.15 – Распределение напряжения на резисторах делителя напряжения с неравномерным расположением резисторов и с использования колец

(цифра – номер резистора)

На основе разработанных методов и методик моделирования и расчетов был разработан опытный образец трансформатора напряжения на основе резистивного делителя напряжения.

Выполненные исследования опытного образца подтвердили правильность разработанных методов и методик расчета резистивного делителя напряжения.

На рисунке 5.15 приведена термограмма опытного образца трансформатора напряжения 110 кВ при подаче 1,2 $U_н$ (установившийся режим).

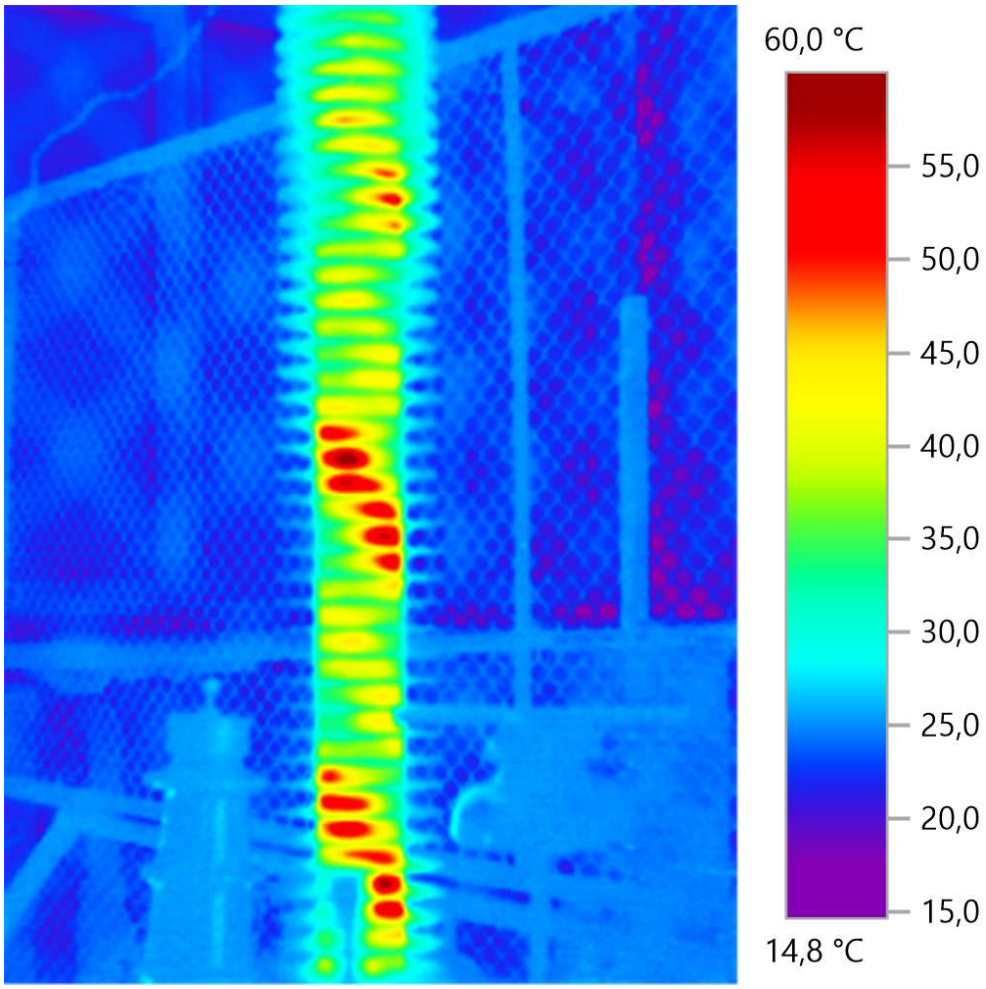


Рисунок 5.15 – Термограмма опытного образца трансформатора напряжения на основе резистивного делителя

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики опытного образца делителя напряжения (без компенсации на нижнем плече) приведены на рисунках 5.16 и 5.17.

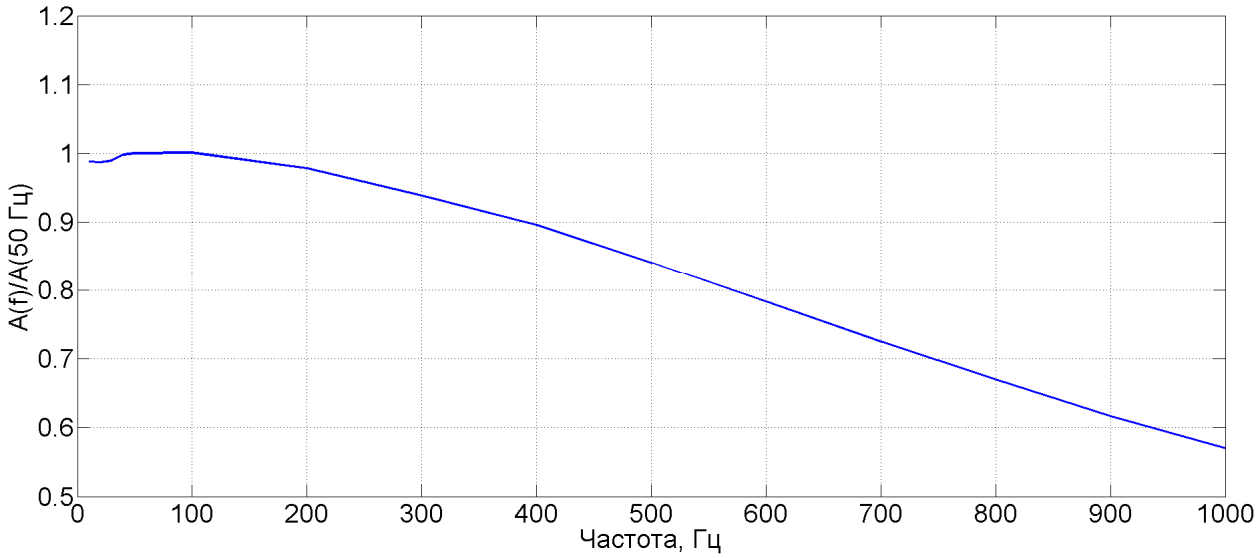


Рисунок 5.16 – Амплитудно-частотная характеристика опытного образца трансформатора напряжения на основе резистивного делителя напряжения

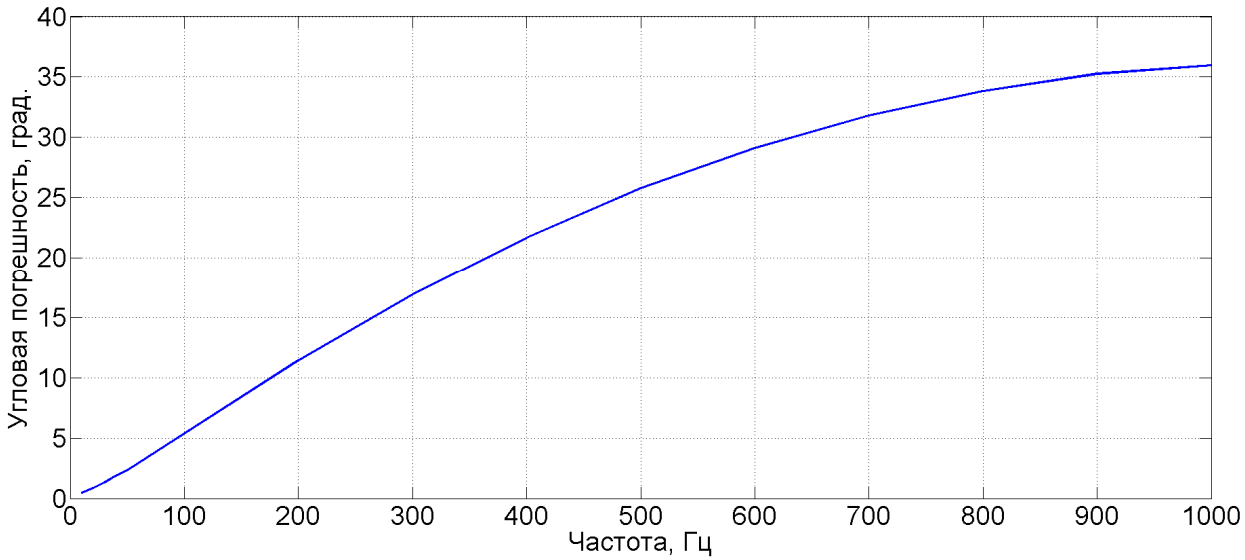


Рисунок 5.17 – Фазочастотная характеристика опытного образца трансформатора напряжения на основе резистивного делителя напряжения

Результаты исследований показали, что для достижения класса точности 0,2 на всем исследуемом диапазоне частот достаточно ввести дополнительную обработку выходного сигнала звеном первого порядка.

Проведенные исследования позволили сделать следующие выводы:

1. Отсутствие колец не позволяет расположить резисторы на эквипотенциальных линиях, поскольку наибольшее их количество в этом случае расположено в верхней части изолятора.

2. Наименьшие погрешности имеют место при расположении резисторов на центре эквипотенциальных линий.

3. Использование колец, находящихся под потенциалом первичного провода, в верхней части изолятора позволяет уменьшить погрешности в два раза. Наибольший эффект достигается за счет использования одного кольца большего диаметра.

4. С целью минимизации погрешностей резистивного делителя желательно выбирать герметик с меньшей диэлектрической проницаемостью.

5. В случае расположения трансформатора на опоре, распределение электрического потенциала является более равномерным, чем при расположении трансформатора на земле, а, соответственно, снижается погрешность измерений, обусловленная емкостными токами.

6. При грозовом импульсе более половины прикладываемого напряжения (320 кВ) к резистивному делителю с равномерным расположением резисторов и без использования колец приходится на первый резистор.

7. Распределение напряжения грозового импульса на резисторах резистивного делителя с неравномерным расположением резисторов и с использованием колец является практически равномерным.

5.5 Разработка и исследование методов уменьшения напряженности электрического поля центрального (осевого) резистивного делителя напряжения

Для уменьшения напряженности электрического поля предлагается использовать кольцеобразные вставки между резисторами. При исследовании варьировались количество резисторов, их длина (зависит от пробивного

напряжения), расстояние от оси делителя до кольца, диаметр провода кольца. Результаты исследования приведены в таблице 5.5.

Исследования показали, что применение кольцеобразных вставок позволяет снизить напряженность электрического поля вблизи центральной части резисторов в два раза, а вблизи углов резисторов – в три раза. Расчеты также подтвердили теоретическое предположение: использование более длинных резисторов и использование большего количества резисторов позволяет выровнять поле и уменьшить напряженность электрического поля вблизи них.

Таблица 5.5 – Сравнение моделей трансформатора напряжения на основе резистивного делителя

№	Конструктивные особенности модели	Макс. напряжен-ность эл. поля, кВ/см	Напряженность эл. поля на поверхностях резистора, кВ/см	Макс. напряженность эл. поля вблизи углов резисторов, кВ/см	Макс. напряженность вблизи колец, кВ/см
1	15 резисторов, пробивное напряжение каждого 10 кВ	7,215	2,654	4,644	-
2	7 резисторов, пробивное напряжение каждого 10 кВ	9,432	6,372	9,432	-
3	7 резисторов, пробивное напряжение каждого 45 кВ	7,013	2,225	4,187	-
4	7 резисторов, пробивное напряжение каждого 45 кВ, в центре соединяющего провода кольца диаметром 3 см с диаметром провода 2 мм	6,989	1,072	1,525	4,150

Продолжение таблицы 5.5

№	Конструктивные особенности модели	Макс. напряжен-ность эл. поля, кВ/см	Напряженность эл. поля на поверхностях резистора, кВ/см	Макс. напряженность эл. поля вблизи углов резисторов, кВ/см	Макс. напряженность вблизи колец, кВ/см
5	7 резисторов, пробивное напряжение каждого 45 кВ, в центре соединяющего провода кольца диаметром 1 см с диаметром провода 2 мм	7,008	1,411	2,272	3,912
6	7 резисторов, пробивное напряжение каждого 45 кВ, в центре соединяющего провода кольца диаметром 3 см с диаметром провода 4 мм	6,986	1,057	1,486	3,157

5.6 Выводы по пятой главе

1. Разработанные математические модели тепловых и электромагнитных полей резистивных делителей напряжения позволяют выполнять исследования переходных процессов в электроэнергетической системе с данным типом первичных преобразователей в нормальных и аварийных режимах её работы.

2. Разработанные методики расчета токов электрического смещения и токов утечки в изоляции резистивного делителя позволяют определять их влияние на точность измерения напряжения и могут быть использованы для оптимизации конструкции резистивных делителей.

3. Методика параллельных вычислений через наведенные токи при большом количестве резисторов является менее трудоемкой и более быстрой. Методика последовательных вычислений с предварительным расчетом частичных емкостей является более универсальной и позволяет исследовать динамические процессы.

4. Выполнены исследования резистивных делителей и разработаны мероприятия, позволяющие уменьшить токи электрического смещения и токи утечки в изоляции, и, соответственно, увеличить точность измерения напряжения.

5. Выполненные исследования применения резистивных делителей напряжения в условиях ОРУ на математических моделях показали, что токоведущие элементы соседних фаз не оказывают влияния на результаты измерения, приводящего к снижению класса точности 0,2.

6. В зависимости от конструкции резистивного делителя его нижнее плечо имеет сопротивление от 30 до 200 кОм, при этом входное сопротивление микропроцессорных терминалов релейной защиты (БРЕСЛЕР-0107 (ООО НПП «БРЕСЛЕР»), ТЭМП 2501 (ОАО «ВНИИР»), Сириус-2-Л (ЗАО «РАДИУС Автоматика»), БЭ2704 (ООО НПП «ЭКРА»), MiCOM (Alstom и Schneider Electric) и др.) и объединяющих устройств (depRTU (ООО «Компания ДЭП»), ENMU (ООО «Инженерный центр «Энергосервис»), CSN SAMU (SCHNIEWINDT), SAM600 (ABB)) исходя из потребляемой по цепям напряжения мощности составляет примерно 100 кОм. Подключение резистивного делителя к микропроцессорным терминалам релейной защиты или объединяющим устройствам приведет к значительным погрешностям измерения напряжения. Однако, есть и исключения, например, объединяющее устройство SIPROTEC MU 7SC805 (SIEMENS) имеет входное сопротивление 2 МОм.

Таким образом, резистивный делитель напряжения наилучшим образом подходит для применения на цифровой подстанции как часть электронного трансформатора (рисунок 1.3, в, г), когда нагрузкой резистивного делителя является аналого-цифровой преобразователь с заранее согласованным входным сопротивлением.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработанные математические модели трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами позволяют выполнять исследования переходных процессов в электроэнергетической системе с данным типом первичных преобразователей в нормальных и аварийных режимах её работы.

2. Разработанные методики расчета трансформаторов напряжения с разомкнутыми магнитопроводами позволяют определять метрологические характеристики и антирезонансные свойства данного вида трансформаторов. Данные методики могут быть применены не только к разнообразным конструкциям трансформаторов с разомкнутыми магнитопроводами, но и к традиционным трансформаторам с замкнутыми магнитопроводами.

3. Использование разомкнутой магнитной системы позволяет получить трансформатор с необходимым классом точности при невысокой номинальной мощности. Низкая номинальная мощность накладывает ограничение на традиционное использование таких ТН. С другой стороны, если ТН с разомкнутым магнитопроводом является составной частью цифрового трансформатора и имеет в качестве нагрузки только свою, практически не потребляющую энергии нагрузку – электронный преобразователь (к тому же с заранее согласованным входным сопротивлением), то проблема и само понятие номинальной мощности отпадает.

4. Трансформаторы напряжения с разомкнутыми магнитопроводами вступают в опасный феррорезонанс с гораздо меньшим диапазоном емкостей выключателей и емкостей электрооборудования на землю, и амплитуда тока при феррорезонансе у таких трансформаторов ниже, чем у трансформаторов с замкнутыми магнитопроводами. Одна из разработанных конструкций вообще не вступает в опасный феррорезонанс.

5. Разработанные математические модели тепловых и электромагнитных полей резистивных делителей напряжения позволяют выполнять исследования

переходных процессов в электроэнергетической системе с данным типом первичных преобразователей в нормальных и аварийных режимах её работы.

6. Основное влияние на точность измерения напряжения резистивным делителем оказывают токи электрического смещения и токи утечки в его изоляции. Для уменьшения их влияния на точность измерения предложено выбирать минимально допустимое сопротивление резисторов на основе анализа тепловых полей резистивных делителей по разработанной методике. Проведенные экспериментальные исследования показывают, что размещение резисторов по спирали позволяет снизить их нагрев.

7. Выполненные исследования резистивных делителей показывают, что для обеспечения высокой точности измерений необходимо уменьшать не только влияние токов электрического смещения, но и их величину. В работе предложены мероприятия, позволяющие значительно уменьшить емкостные токи.

8. Выполненные исследования применения резистивных делителей напряжения в условиях ОРУ на математических моделях показали, что токоведущие элементы соседних фаз не оказывают влияния на результаты измерения, приводящего к снижению класса точности 0,2.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алексеев, В.Г. Условия феррорезонанса с трансформаторами напряжения в сети 220 кВ / В.Г. Алексеев, С.А. Евдокимов // Электрические станции. – 1994. – № 10. – С. 54–57.
2. Алексинский, С.О. Варианты архитектурных решений системы релейной защиты и автоматики «цифровой подстанции» 110-220 кВ / С.О. Алексинский // Вестник ИГЭУ. – Вып. 1. – 2011. – С. 42-47.
3. Бессонов, Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. – Изд.-во «Высшая школа». – Москва, 1996. – 623 с.
4. Борисов, Р.К. О выносе высокого потенциала при коротком замыкании на землю на питающем центре / Р.К. Борисов // Темат. вып.: Техника и электрофизика высоких напряжений. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2012. – № 21. – С. 28-33.
5. Быковский, В.В. Анализ аналитических выражений для аппроксимации кривой намагничивания / В.В. Быковский, Л.В. Быковская // Материалы всероссийской научно-практической конференции «Развитие университетского комплекса как фактор повышения инновационного и образовательного потенциала региона». Секция «Современные технологии в энергетике, электротехнике, электромеханике». – Оренбург, ИПК ГОУ ОГУ. – С. 3 – 7.
6. Вавин, В.Н. Трансформаторы напряжения и их вторичные цепи / В.Н. Вавин // Москва: «Энергия», 1977. – 105 с.
7. Гайдышев, И. Анализ и обработка данных: специальный справочник. – СПб: Питер, 2001. – 752 с.
8. Годовой отчет ОАО «ФСК ЕЭС» за 2010 год [Электронный ресурс]. Режим доступа: www.fsk-ees.ru/upload/docs/fsk_ees_ru_1108/production/improvement.html (Дата обращения: 03.06.2015).

9. Годовой отчет ОАО «Российские сети» за 2013 год [Электронный ресурс]. Режим доступа: www.rustocks.com/put.phtml/MRKH_2013_RUS.pdf (Дата обращения: 03.06.2015).
10. Гольдштейн, В.Г. Функциональные гиперболические и полиноминальные аппроксимации кривых намагничивания / В.Г. Гольдштейн, В.М. Мякишев, М.С. Жеваев // Труды четвертой всероссийской научной конференции с международным участием. Часть 2 «Моделирование и оптимизация динамических систем и систем с распределёнными параметрами». Серия «Матем. моделирование и краев. задачи». – СамГТУ, Самара, 2007. – С. 44–48.
11. Горелик Т.Г. Цифровая подстанция. Обзор мировых тенденций развития [Электронный ресурс] / Т.Г. Горелик // Конференция «Инновационные проекты в электросетевом комплексе» в рамках выставки IPNES 2010. – 2010. Режим доступа: http://www.ruscable.ru/other/doki_ipnes2010/gorelik.pdf.
12. ГОСТ Р МЭК 60044-8-2010. Трансформаторы измерительные. Часть 8. Электронные трансформаторы тока // Москва: Стандартинформ. – 2012. – 98 с.
13. ГОСТ 15150-69. Машины, приборы и другие технические изделия. Исполнения для различных климатических районов. Категории, условия эксплуатации, хранения и транспортирования в части воздействия климатических факторов внешней среды (с Изменениями № 1, 2, 3, 4, 5) // Москва: Стандартинформ. – 2006. – 58 с.
14. Гуревич, В. Проблема электромагнитных воздействий на микропроцессорные устройства релейной защиты. Часть 2 [Электронный ресурс] / В. Гуревич // Компоненты и технологии. – 2010. – № 3.. Режим доступа: www.kit-e.ru/articles/powerel/2010_03_91.php (Дата обращения: 03.06.2015).
15. Дымков, А.М. Трансформаторы напряжения / А.М. Дымков, В.М. Кибель, Ю.В. Тишенин // Москва: «Энергия», 1975. – 200 с.

16. Жуков, В.П., Беляков, А.Н., Жуков, П.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2012611546 от 10 февраля 2012 года.
17. Журавлев, А.А. Высоковольтный резистивный делитель на базе литого микропровода в стеклянной изоляции на рабочие напряжения 6 – 24 кВ переменного тока промышленной частоты / А.А. Журавлев, М.Л. Шит, Ю.И. Колпакович, Д.И. Кожокару, В.Г. Клейменов // Проблемы региональной энергетики. – 2008. – № 3. – С. 104-117.
18. Журавлев, А.А. Высоковольтные малогабаритные резистивные делители переменного тока из микропровода / А.А. Журавлев, М.Л. Шит, Ю.И. Колпакович, Д.И. Кожокару, В.Г. Клейменов // Проблемы региональной энергетики. – 2011. – № 1. – С. 77-84.
19. Заявка на патент на полезную модель №2015122852 «Каскадный антирезонансный трансформатор напряжения». Авторы: Лебедев В.Д., Федотов С.П., Яблоков А.А. Дата поступления заявки в ФИПС: 17.06.2015. Территория: Российская Федерация.
20. Зима, Т.Е. Теоретические основы электротехники. Основы теории электромагнитного поля / Т.Е. Зима, Е.А. Зима. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005. – 198 с.
21. Зихерман, М.Х. Антирезонансные трансформаторы напряжения. Перспективы развития [Электронный ресурс] / М.Х. Зихерман // Новости электротехники. – 2007. – №44. Режим доступа: http://www.news.elteh.ru/arh/2007/44/14.php (Дата обращения: 15.08.2014).
22. Зихерман, М.Х. Антирезонансные трансформаторы напряжения. Технические требования и методы испытаний [Электронный ресурс] / М.Х. Зихерман // Новости электротехники. – 2011. – №68. Режим доступа: http://www.news.elteh.ru/arh/2011/68/12.php (Дата обращения: 15.08.2014).
23. Индуктивные трансформаторы напряжения от 110 до 500 кВ [Электронный ресурс] // Каталог продукции KONCAR – Instrument Transformers Inc. – 6 с. Режим доступа: www.koncar-mjt.hr/dokumenti/VPU brochure - Russian.pdf (Дата обращения: 12.08.2015).

24. Интегрированная инновационная система защиты и управления электрической подстанцией (iSAS) [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://ne-ce.ru/index.php/ru/katalog-produktsii/8-katalog-produktsii/40-obshchee-opisanie-integrirovannoj-innovatsionnoj-sistema-zashchity-i-upravleniya-elektricheskoj-podstantsiej-isas.
25. Иоссель, Ю.Я. Расчет электрической емкости / Ю.Я Иоссель. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отделение, 1981. – 288 с.
26. Кадомская, К.П. Антирезонансные трансформаторы напряжения. Эффективность применения [Электронный ресурс] / К.П. Кадомская, О.И. Лаптев // Новости электротехники. – №6. – 2006. Режим доступа: http://www.news.elteh.ru/arh/2006/42/11.php (Дата обращения: 15.08.2014).
27. Кадомская, К.П. Электрооборудование высокого напряжения нового поколения. Основные характеристики и электромагнитные процессы: монография / К. П. Кадомская, О. И. Лаптев, Ю. А. Лавров. – Новосибирск, НГТУ, 2008. – 343 с.
28. Кобец, Б.Б. Инновационное развитие электроэнергетики на базе концепции Smart Grid / Б.Б. Кобец, И.О. Волкова. – М.: ИАЦ Энергия, 2010. – 208 с.
29. Колбина, Л. В сетях надежды [Электронный ресурс] / Л. Колбина // Эксперт-Урал. – № 50. – 2012. Режим доступа: www.acexpert.ru/archive/50-538/v-setyah-nadezhdi.html (Дата обращения: 10.09.2015).
30. Колпакович, Ю.И. Импульсные резистивные делители напряжения для систем контроля качества и учета электроэнергии / Ю.И. Колпакович, М.Л. Шит, В.Г. Клейменов // INTERNATIONAL CONFERENCE “ENERGY OF MOLDOVA – 2012. REGIONAL ASPECTS OF DEVELOPMENT”, Chisinau, Republic of Moldova. – 2012. – С.466-470.
31. Концепция цифровой подстанции РСК и этапы ее реализации // ООО «ЭМА». – Новосибирск, 2011. – 108 с.
32. Красовский, П.Ю. Погрешность информационно-измерительных систем и влияющие на них факторы / П.Ю. Красовский //Гірнича електромеханіка та автоматика. – 2012. – Вып. 77. – С. 119-122.

33. Кузнецов, М. Входные цепи устройств РЗА. Проблемы защиты от мощных импульсных перенапряжений [Электронный ресурс] / М. Кузнецов, Д. Кунгуров, М. Матвеев, В. Тарасов // Новости электротехники. – № 6 (42). – 2006. Режим доступа: www.news.elteh.ru/arh/2006/42/10_.php (Дата обращения: 03.06.2015).
34. Лебедев, В.Д. Моделирование физических процессов технических устройств в программе COMSOL Multiphysics / В.Д. Лебедев, А.А. Яблоков. – Иваново, 2013. – 328с.
35. Лебедев, В.Д. Исследование антирезонансного трансформатора напряжения 220 кВ на основе математического моделирования. Сравнительный анализ конструкций / В.Д. Лебедев, А.А. Яблоков // Вестник Ивановского Государственного Энергетического Университета. – Иваново, 2011. – Выпуск №5. – С. 25-28.
36. Лебедев, В.Д. Определение параметров элементов антирезонансного трансформатора напряжения на основе компьютерного полевого моделирования (методы моделирования и исследования вычислительных погрешностей) / В.Д. Лебедев, А.А. Яблоков // Вестник научно-промышленного общества, М: Изд-во «АЛЕВ-В», 2010. – Вып. 14. – С.51-60.
37. Матюк, В.Ф. Математическая модель кривой намагничивания и петель магнитного гистерезиса. Часть 1. Анализ моделей / В.Ф. Матюк, А.А. Осипов // Белорусский электронный журнал «Наука». Серия «Неразрушающий контроль и диагностика». – 2011. – №2. – С. 3-35.
38. Моржин, Ю.И. Цифровая подстанция – важный элемент интеллектуальной энергосистемы [Электронный ресурс]. Режим доступа: www.ntc-power/upload/presentation/CPS-intellectual grid element.pdf (Дата обращения: 10.09.2015).
39. Моржин, Ю.И. Этапы внедрения технологии «Цифровая подстанция» на объектах ЕНЭС / Ю.И. Моржин, С.Г. Попов, Ю.В. Коржецкий, М.Д. Ильин // Четвертая Международная научно-техническая конференция

«Современные направления развития систем релейной защиты и автоматики энергосистем». – Екатеринбург, 2013. – Доклад С.3.1-6.

40. На самом высоком мировом уровне… при условии внимания и финансирования [Электронный ресурс] // Энергетика и промышленность России. – 2015. – №08(268). Режим доступа: www.eprussia.ru/epr/268/915784 (Дата обращения: 03.06.2015).
41. Основные положения концепции интеллектуальной энергосистемы с активно-адаптивной сетью [Электронный ресурс] // ОАО «ФСК ЕЭС». – Москва, 2012. – 51 с. Режим доступа: www.fsk-ees.ru/upload/docs/ies_aas.pdf (Дата обращения: 10.09.2015).
42. Политика инновационного развития, энергосбережения и повышения энергетической эффективности ОАО «Россети» [Электронный ресурс] // ОАО «Россети». – Москва, 2014. – 39 с. Режим доступа: www.rosseti.ru/investment/policy_innovation_development /doc/policy.pdf (Дата обращения: 10.09.2015).
43. Положение ОАО «Россети» о единой технической политике в электросетевом комплексе [Электронный ресурс] // ОАО «Россети». – Москва, 2013. – 196 с. Режим доступа: www.fsk-ees.ru/upload/docs/ETP_FSK_EES_2014_02_06.pdf (Дата обращения: 10.09.2015).
44. Попов С.Г. Первая в России «Цифровая подстанция» 110 кВ, использующая стандарт IEC 61850 (-8-1 и -9-2LE) для измерений, релейной защиты и управления коммутационными аппаратами / С.Г. Попов, И.Ю. Моржин, Ю.В. Коржецкий, М.Д. Ильин // 45-ая Сессия СИГРЭ. – Париж, 2014. – Доклад SC B3 PS1.
45. Правила устройства электроустановок (ПУЭ-7). – 7-е изд. – М.: Юрайт, 2007. – 399 с.
46. Программа инновационного развития ОАО «ФСК ЕЭС» до 2016 с перспективой до 2020 года [Электронный ресурс] // ОАО «ФСК ЕЭС». –

Москва, 2011. – 305 с. Режим доступа: www.fsk-ees.ru/upload/docs/pril_2_07-04-2011_FIN.pdf (Дата обращения: 10.09.2015).

47. Применение оптических высоковольтных измерительных трансформаторов на сетевых объектах 110-750 кВ [Электронный ресурс] // Презентация ООО «Пролайн». – 38 стр. Режим доступа: www.ruscable.ru/doc/analytic/KPD-5/proline.pdf (Дата обращения: 12.08.2015).
48. Прокат холоднокатаный тонколистовой из электротехнической анизотропной стали // Каталог продукции. – Новолипецкий металлургический комбинат. – 42 с.
49. Рояк, М.Э. Сеточные методы решения краевых задач математической физики / М.Э. Рояк, Ю.Г. Соловейчик, Э.П. Шурина – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1998. – 120 с.
50. Рынок трансформаторов: покоматозило и отпустило [Электронный ресурс] // Энергосистема. – 2010. – №1. Режим доступа: www.b2b-centre.ru/info/rewiews.html?id=4069 (Дата обращения: 03.06.2015).
51. Савина Н.В. Инновационное развитие электроэнергетики на основе технологий Smart Grid / Н.В. Савина. – Благовещенск: Амурский гос. ун-т, 2014. – 136 с.
52. Техническое состояние основных фондов, инвестиции – технологическая база энергетической безопасности. Обновление и повышение надежности действующего оборудования [Электронный ресурс] // ОАО «ФСК ЕЭС». – 2010. Режим доступа: riskprom.ru/_ld/2/233_Usr.pdf (Дата обращения: 03.06.2015).
53. Технический отчет по работе «Исследование явлений феррорезонанса в ОРУ-220 кВ Костромской ГРЭС» // Филиал ОАО «Инженерный центр ЕЭС» – «Фирма «ОРГРЭС». – Москва, 2006 г. – 44 с.
54. Технический отчет «Определение возможности существования феррорезонанса в РУ-220 кВ Костромской ГРЭС и разработка организационно-технических мероприятий по защите от него электрооборудования» // Фирма по наладке, совершенствованию

технологии и эксплуатации электростанций и сетей «ОРГРЭС». – Москва, 1993 г. – 17 с.

55. Точка невозврата: износ электроэнергетического оборудования достиг критического максимума // Академия энергетики. – 2014. – № 1. – С. 32.
56. Цифровые подстанции сберегут энергию [Электронный ресурс] // Российская газета. – 2013. Режим доступа: www.rg.ru/2013/06/14/stancii.html (Дата обращения: 10.09.2015).
57. Чичёв С.И. Методология проектирования цифровой подстанции в формате новых технологий / С.И. Чичёв, В.Ф. Калинин, Е.И. Глинкин. – Москва: Издательский дом «Спектр», 2014. – 228 с.
58. Ярмаркин М.К. Помехозащищенность опто-кристаллических измерительных трансформаторов напряжения классов напряжения 330 кВ и выше [Электронный ресурс] // Презентация доклада на Второй международной конференции по измерительным трансформаторам «Инновационные решения в области качества изготовления и надежности эксплуатации измерительных трансформаторов тока и напряжения». – 9 стр. Режим доступа: peipk.org/konferencii (Дата обращения: 12.08.2015).
59. Bajramovic, Z. Measures to reduce electromagnetic interferences on substation secondary circuit / Z. Bajramovic, I. Turkovic., A. Mujezinovic, A. Carsimamovic, A. Muharemovic // Proceedings of ELMAR. – 2012. – pp. 129-132.
60. Behzad, R. Integrated electronic metering insulator for medium voltage overhead lines / R. Behzad, M. Oskuoee, D. Mohammadi // 19th International Conference on Electricity Distribution, CIRED. - Vienna, 21-24 May 2007. – Paper 0118.
61. Chatrefou, D.C. Non conventional instruments transformers for UHVDC networks / D.C. Chatrefou, M.B. Boucherit // Session CIGRE. – 2012. – Section B4.
62. Chatrefou, D. Instruments de Mesure Non Conventionnels dans les Postes a Haute Tension [Электронный ресурс] / D. Chatrefou, JP. Dupraz // 2e Conférence Européenne sur les Matériels de Postes HT & MT, LYON, FRANCE.

–2003. Режим доступа: http://2003.matpost.org/matpostcd/www/pdf/Textes /HT/HT3/Article%20H%2032_D.%20CHATREFOU.pdf (Дата обращения: 13.08.2014).

63. Christensen, L.H.. Design, construction, and test of a passive optical prototype high voltage instrument transformer / L.H. Christensen // IEEE Transaction on Power Delivery. – 1995. – Vol.10. – № 3.
64. Denicolai, M. A self-balanced, liquid resistive, high impedance HV divider [Электронный ресурс] / M. Denicolai, J. Hällström Режим доступа: http://4hv.org/e107_files/public/ 1315114447_2431_FT1630_hvprobemd.pdf (Дата обращения: 15.08.2014).
65. Jenau, F. Modern Instrument Transformer Technologies for UHV AC and HVDC networks / F. Jenau, G. Testin // Second International Symposium on Standards for Ultra High Voltage Transmission. – 2009 – pp. 31-42.
66. Jianping, W. Impact of Sensor Technology for Line Protection Performance / W. Jianping, S. Murari, E. Torbjorn // Journal of Energy and Power Engineering. – 2014. – pp. 716-723.
67. Jinling, Chen. New compensation scheme of magneto-optical current sensor for temperature stability improvement / Jinling Chen, Hongbin Li, Mingming Zhang, Yan Zhang // Metrology and measurement systems. – 2012. – № 3. – pp. 611-616.
68. Hallstrom, J. New references for HVDC metering / J. Hallstrom, A. Bergman, S. Dedeoğlu, A-P. Elg, E. Houtzager, J. Kluss, T. Lehtonen, W. Lucas, A. Merev, J. Meisner, T. Nieminen, E-P. Suomalainen, S. Svensson, C. Weber // CIGRE 2014. – A3_106_2014. – 2014.
69. Hallstrom, J. Design of a wideband HVDC reference divider / J. Hallstrom, A.Bergman, S. Dedeoğlu A. Elg, E. Houtzager, W. Lucas, A. Merev, J. Meisner, A. Sardi, E.-P. Suomalainen and C. Weber // Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), Conference on, Gaylord National Resort, Washington DC, USA. – 2012. – pp. 207-208.

70. Huang, Z. Performance evaluation of phasor measurement systems / Z. Huang, B. Kasztenny, V. Madani, K. Martin, S. Meliopoulos, D. Novosel, J. Stenbakken // Proc. of Power and Energy Society General Meeting – Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, Pittsburgh, PA. – 2008. – pp. 1–7.
71. Ingram, David M. E. Assessment of Precision Timing and Real-Time Data Networks for Digital Substation Automation / M. E. Ingram David // PhD by Publication, Queensland University of Technology. – 2013. – 187 p.
72. Iwanusiw, O.W. Voltage and current transducers for accurate high voltage measurements [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://iwanusiw.com/files/reports/U11_V_&_I_Transducers_for_Accurate_HV_Measurements.pdf (Дата обращения: 15.08.2014).
73. Mähönen, P. The Rogowski coil and the voltage divider in power system protection and monitoring / P. Mähönen, V. Virtanen, T. Hakola // CIGRE Report. – 12 p.
74. Mason, Russell C. The art & science of protective relaying [Электронный ресурс] / C. Russell Mason – 346 с. Режим доступа: www.gedigitalenergy.com/multilin/notes/artsci/artsci.pdf (Дата обращения: 03.06.2015).
75. Minkner, R. Low power voltage and current transducers for protecting and measuring medium and high voltage systems [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.google.ru/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=5&ved=0CDoQFjAE&url=https%3A%2F%2Fwww.selinc.com%2FWorkArea%2FDownloadAsset.aspx%3Fid%3D2491&ei=K3XCU9mVK6fMygOX8oD4CQ&usg=AFQjCNHjfiPE_7i74vwb25cACI4yZPsYFA&bvm=bv.70810081,d.bGQ&cad=rjt (дата обращения: 13.07.2014).
76. Močnik, J. Electronic high voltage combined measuring transformer / J. Močnik, J. Humar, J. Šmid, Z. Toroš, I. Kniewald // 22nd International Conference on Electricity Distribution. – Stockholm, 10-13 June 2013. – Paper 0869.

77. Neubert, H. Transient Electromagnetic-Thermal FE-Model of a SPICE-Coupled Transformer Including Eddy Currents with COMSOL Multiphysics 4.2 / H. Neubert, T. Bödrich, R. Disselnkötter // Excerpt from the Proceedings of the 2011 COMSOL Conference in Stuttgart. – 7 pages.
78. Ning, S. The Development and Application of Non-conventional Current and Voltage Transformers / S. Ning, M. Lixue, C. Fengtian, M. Weiping // 16th International Conference on Electrical Engineering, Busan Korea. – 2010.
79. Noras, M.A. Solid state electric field sensor / M.A. Noras // Proc. ESA Annual Meeting on Electrostatics. – 2011. – pp. 1-6.
80. Noras, M.A. Electric field sensor based on a varactor diode/MIS/MOS structure / M.A. Noras // Proceedings of 2010 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS). – 2010. – pp. 1 – 3.
81. Phénomènes de Résonance et de Ferro-Résonance dans les Réseaux Electriques // ELECTRA / CIGRE. – Paris, 2014. - №272. – P. 80-85.
82. Resonance and Ferroresonance in Power Networks // Brochure of Working Group C4.307. – 2014. – 170 p.
83. Ribeiro, P.F. Power Systems Signal Processing for Smart Grids / P.F. Ribeiro, C.A. Duque, P.M. Ribeiro, A.S. Cerqueira // Willey. – 2013. – 442 p.
84. Schlemper, H.-D. Test and application of non-conventional multi-purpose voltage and current transducers / H.-D. Schlemper, D. Fuchsle, G. Ramm, J. Widmer // Session CIGRE. – 2004. – Paper A3-108.
85. Schmid, J. Application of Non Conventional Voltage and Currents Sensors in High Voltage Transmission and Distribution Systems / J. Schmid, K. Kunde // IEEE International Conference «Smart Measurements for Future Grids»(SMFG). – 2011. – pp. 64-68.
86. Schmid, J. Measurement of current and voltage in MV and HV switchgears with low power instrument transformers / J. Schmid, P. Lequitte // 2nd European Conference on HV & MV Substation Equipment. – LYON, FRANCE, 20-21 November, 2003. – 5 pages.

87. Sliva, Ricardo M. Optical Current Sensors for High Power Systems: A Review / Ricardo M. Sliva, Hugo Martins, Ivo Nascimento, Jose M. Baptista, Antonio Lobo Ribeiro, Jose L. Santos, Pedro Jorge, Orlando Frazao // Application science. - № 2. – 2012. – pp. 602-627.
88. Sperling, E. Dimensions of influence of RC-dividers on the measurement of power quality parameters in high-voltage transmission networks / E. Sperling, P. Schegner // CIGRE 2014. – A3_111_2014. – 2014.
89. Sperling, E. A possibility to measure power quality with RC-divider / E. Sperling, P. Schegner // 22th International Conference on Electricity Distribution, CIRED. - Stockholm, 10-13 June 2013. – Paper 0195.
90. Thümmler, T. Precision high voltage divider for the KATRIN experiment [Электронный ресурс] / T. Thümmler, R. Marx, C. Weinheimer // New Journal of Physics. – 2009. – 29 p. Режим доступа: http://arxiv.org/pdf/0908.1523.pdf (Дата обращения: 15.08.2014).
91. Xia, Xiao. Thermodynamic modeling and analysis of an optical electric-field sensor / Xia Xiao, Yan Xu, Zexing Dong // Sensors. – 2015. – № 15. – pp. 7125-7135.
92. Yongdong, Li. Analysis on the Influence Factors of Capacitor Voltage Transformer Dielectric Loss Measurement [Электронный ресурс] / Yongdong Li, Qing-da Meng, Po, Yang Zheyuan Zhao, Wei Zhang, Zhuo Pan // Energy and Power Engineering. – 2013. – №5. Режим доступа: http://www.scirp.org/journal/epe (Дата обращения: 14.07.2014).
93. Zienkiewicz O.C. A Novel Boundary Infinite Element / O.C. Zienkiewicz, C. Emson, P. Bettess // Int. J. Num. Meth. Engrg. – 1983. – vol. 19, no. 3. – pp. 393–404.

Приложение А

(обязательное)

Расчет собственных и взаимных индуктивностей каскада трансформатора с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов в программе MATLAB

Расчет собственных индуктивностей

I=1;%Принимаемая сила тока в обмотках для расчета индуктивностей
omega=2*pi*50;

%Расчёт собственной индуктивности обмотки ВН
w_BH=60690; %Число витков обмотки ВН
s_BH=7392.5e-6; %Площадь поперечного сечения обмотки ВН
Wm_BH_2D=443.60547; %Энергия магнитного поля обмотки ВН, рассчитанная на двухмерной осесимметричной модели
L_BH_2D=Wm_BH_2D*2/(I*I) %Индуктивность обмотки ВН, рассчитанная на двухмерной осесимметричной модели
L_BH_2D =887.21094

W_quater_BH=115.553141; %Магнитная энергия четвертой части обмотки ВН, рассчитанная на трехмерной модели
W_BH_3D=W_quater_BH*4; %Полная магнитная энергия обмотки ВН, рассчитанная на трехмерной модели
L_BH_3D=W_BH_3D*2/(I*I) %Собственная индуктивность обмотки ВН, рассчитанная на трехмерной модели
L_BH_3D =924.42513

Delta_BH=(L_BH_3D-L_BH_2D)/L_BH_2D %Погрешность расчета индуктивности на трехмерной модели

Delta_BH =0.0419

%Расчёт собственной индуктивности обмотки П

w_p=52;

s_p=0.0006475;

Wm_p_2D= 3.391981e-4;

L_p_2D=Wm_p_2D*2/(I*I)

L_p_2D =6.7840e-004

W_quater_p=0.8981825e-4;

W_p_3D=W_quater_p*4;

L_p_3D=W_p_3D*2/(I*I)

L_p_3D =7.18546 e-004

Delta_p=(L_p_3D-L_p_2D)/L_p_2D

Delta_p =0.0592

%Расчёт собственной индуктивности обмотки Р

w_r=52;

s_r=0.00063;

Wm_r_2D=4.717047e-4;

L_r_2D=Wm_r_2D*2/(I*I)

L_r_2D =9.4341e-004

W_quater_r=1.1963535e-4;

W_r_3D=W_quater_r*4;

L_r_3D=W_r_3D*2/(I*I)

L_r_3D =9.57083e-004

Delta_r=(L_r_3D-L_r_2D)/L_r_2D

Delta_r =0.0145

%Расчёт собственной индуктивности обмотки С1

w_c1=106;

s_c1=8.7e-4;

Wm_c1_2D= 0.001652;

L_c1_2D=(Wm_c1_2D*2)/(I*I)

L_c1_2D =0.0033

%Расчёт индуктивности обмотки С2

w_c2=106;

s_c2=8.7e-4;

Wm_c2= 0.001699;

L_c2=(Wm_c2*2)/(I*I)

L_c2 =0.0034

%Расчёт индуктивности обмотки D

w_d=185;

s_d=15.3e-4;

Wm_d= 0.006293;

L_d=(Wm_d*2)/(I*I) %Индуктивность катушки D

L_d =0.0126

Расчёт взаимных индуктивностей

%Ток в обмотке ВН

%Связывающая обмотка П

E_BH_p_2D= abs(0-0.001417i); %ЭДС половины обмотки П, создаваемая током в катушке ВН, рассчитанная на двухмерной осесимметричной модели

E_odnogo_vitka_BH_p_2D= E_BH_p_2D/(s_p/2); %ЭДС оного витка обмотки П, создаваемая током в катушке ВН

Xm_BH_p_2D=E_odnogo_vitka_BH_p_2D*w_p/(I*I); % Сопротивление взаимной индуктивности обмоток ВН и П

M_BH_p_2D=Xm_BH_p_2D/omega % Взаимная индуктивность обмоток П и ВН

M_BH_p_2D =0.72445

A_BH_p=2.392213e-6; %Модуль векторного магнитного потенциала в обмотке П при токе в катушке ВН, рассчитанный на трехмерной модели

W_BH_p_3D=A_BH_p*w_p/(I*s_p); %Магнитная энергия половины катушки П при токе в катушке ВН

M_BH_p_3D=W_BH_p_3D*4/(I*I) %Взаимная индуктивность обмоток П и ВН

M_BH_p_3D =0.76845

Delta_BH_p=(M_BH_p_3D-M_BH_p_2D)/M_BH_p_2D %Погрешность расчета взаимной индуктивности в трехмерном режиме

Delta_BH_p =0.0607

%Связывающая обмотка Р

E_BH_r_2D= abs(0-0.001484i);

E_odnogo_vitka_BH_r_2D= E_BH_r_2D/(s_r/2);

Xm_BH_r_2D=E_odnogo_vitka_BH_r_2D*w_r/(I*I);

M_BH_r_2D=Xm_BH_r_2D/omega

M_BH_r_2D =0.7798

A_BH_r_3D=2.451585e-6;

W_BH_r_3D=A_BH_r_3D*w_r/(I*s_r);

M_BH_r_3D=W_BH_r_3D*4/(I*I)

M_BH_r_3D =0.8094

Delta_BH_r=(M_BH_r_3D-M_BH_r_2D)/M_BH_r_2D

Delta_BH_r =0.0380

%Обмотка С1

E_BH_c1= abs(0-0.00191i);

E_odnogo_vitka_BH_c1= E_BH_c1/(s_c1/2);

Xm_BH_c1=E_odnogo_vitka_BH_c1*w_c1/(I*I);

M_BH_c1=Xm_BH_c1/omega

M_BH_c1 =1.4815

%Обмотка С2

E_BH_c2= abs(0-0.001842i);

E_odnogo_vitka_BH_c2= E_BH_c2/(s_c2/2);

Xm_BH_c2=E_odnogo_vitka_BH_c2*w_c2/(I*I);

M_BH_c2=Xm_BH_c2/omega

M_BH_c2 =1.42875

%Обмотка Д

E_BH_d= abs(0-0.003193i);

E_odnogo_vitka_BH_d=E_BH_d/(s_d/2);

Xm_BH_d=E_odnogo_vitka_BH_d*w_d/(I*I);

M_BH_d=Xm_BH_d/omega

M_BH_d =2.45785

%Ток в связующей обмотке П

%Связующая обмотка Р

E_p_r_2D= abs(0-1.121625e-6i);

E_odnogo_vitka_p_r_2D=E_p_r_2D/(s_r/2);

Xm_p_r_2D=E_odnogo_vitka_p_r_2D*w_r/(I*I);

M_p_r_2D=Xm_p_r_2D/omega

M_p_r_2D =0.0006

A_p_r_3D=1.88233e-9;

W_p_r_3D=A_p_r_3D*w_r/(I*s_r);

M_p_r_3D=W_p_r_3D*4/(I*I)

M_p_r_3D =0.0006

Delta_p_r=(M_p_r_3D-M_p_r_2D)/M_p_r_2D

Delta_p_r =0.0545

%Обмотка С1

E_p_c1= abs(0-1.449642e-6i);

E_odnogo_vitka_p_c1=E_p_c1/(s_c1/2);

Xm_p_c1=E_odnogo_vitka_p_c1*w_c1/(I*I);

M_p_c1=Xm_p_c1/omega

M_p_c1 =0.0011

%Обмотка С2

E_p_c2= abs(0-1.400921e-6i);

E_odnogo_vitka_p_c2=E_p_c2/(s_c2/2);

Xm_p_c2=E_odnogo_vitka_p_c2*w_c2/(I*I);

M_p_c2=Xm_p_c2/omega

M_p_c2 =0.0011

%Обмотка Д

E_p_d= abs(0-2.427008e-6i);

E_odnogo_vitka_p_d=E_p_d/(s_d/2);

Xm_p_d=E_odnogo_vitka_p_d*w_d/(I*I);

M_p_d=Xm_p_d/omega

M_p_d =0.00185

%Ток в обмотке С1

%Обмотка С2

E_c1_c2=abs(0-4.132986e-6i);

E_odnogo_vitka_c1_c2=E_c1_c2/(s_c2/2);

Xm_c1_c2=E_odnogo_vitka_c1_c2*w_c2/(I*I);

M_c1_c2=Xm_c1_c2/omega

M_c1_c2 =0.0032

%Обмотка Д

E_c1_d= abs(0-7.178825e-6i)*2;

E_odnogo_vitka_c1_d=E_c1_d/(s_d/2);

Xm_c1_d=E_odnogo_vitka_c1_d*w_d/(I*I);

M_c1_d=Xm_c1_d/omega

M_c1_d =0.00555

%Ток в обмотке С2

%Обмотка Д

E_c2_d= abs(0-7.70047e-6i)*2;

E_odnogo_vitka_c2_d=E_c2_d/(s_d/2);

Xm_c2_d=E_odnogo_vitka_c2_d*w_d/(I*I);

M_c2_d=Xm_c2_d/omega

M_c2_d =0.00595

Приложение Б

(обязательное)

Расчет влияния соседнего каскада на собственные индуктивности обмоток текущего каскада трансформатора в программе MATLAB

I=1;% Принимаемая сила тока в обмотках для расчета индуктивностей

% Обмотка ВН

Wm_quater_BH_1=115.553141; %Магнитная энергия четвертой части обмотки ВН, рассчитанная на трехмерной модели без учета влияния второго каскада

Wm_BH_1=Wm_quater_BH_1*4; %Полная магнитная энергия обмотки ВН, рассчитанная на трехмерной модели без учета влияния второго каскада

L_BH_1=Wm_BH_1*2/(I*I) %Собственная индуктивность обмотки ВН, рассчитанная на трехмерной модели без учета влияния второго каскада

L_BH_1 =924.42513

Wm_quater_BH_2=117.7965355; %Магнитная энергия четвертой части обмотки ВН, рассчитанная на трехмерной модели с учетом влияния второго каскада

Wm_BH_2=Wm_quater_BH_2*4; %Полная магнитная энергия обмотки ВН, рассчитанная на трехмерной модели с учетом влияния второго каскада

L_BH_2=Wm_BH_2*2/(I*I) %Собственная индуктивность обмотки ВН, рассчитанная на трехмерной модели с учетом влияния второго каскада

L_BH_2 =942.37229

Delta_BH=abs(L_BH_1-L_BH_2)/L_BH_1 % Влияние каскадов на индуктивности друг друга

Delta_BH =0.0194

%Обмотка П

Wm_quater_p_1=8.981825e-5;

Wm_p_1=Wm_quater_p_1*4;

L_p_1=Wm_p_1*2/(I*I)

L_p_1 =7.18546e-4

A_P=2.234494e-9;% Модуль векторного магнитного потенциала в обмотке П, рассчитанный на трехмерной модели с учетом влияния второго каскада

Wm_p_2=A_P*w_p/(I*s_p); %Магнитная энергия половины обмотки П, рассчитанная на трехмерной модели с учетом влияния второго каскада

L_p_2=Wm_p_2*4/(I*I) %Собственная индуктивность обмотки П, рассчитанная на трехмерной модели с учетом влияния второго каскада

L_p_2 =7.17798e-4

Delta_p=(L_p_1-L_p_2)/L_p_1

Delta_p =0.0010

%Обмотка Р

Wm_quater_r_1=1.1963535e-4;

Wm_r_1=Wm_quater_r_1*4;

L_r_1=Wm_r_1*2/(I*I)

L_r_1 =9.57083e-4

A_R=2.887046e-9;

Wm_r_2=A_R*w_r/(I*s_r);

L_r_2=Wm_r_2*4/(I*I)

L_r_2 =9.53183e-4

Delta_r=(L_r_1-L_r_2)/L_r_1

Delta_r =0.0041

Приложение В

(обязательное)

Расчет цепи трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов

```
%Собственные и взаимные индуктивности обмоток трансформатора
L_BH =887.21094;
L_p =6.7840e-4;
L_r =9.4341e-4;
L_c1 =0.0033;
L_c2 =0.0034;
L_d =0.0126;
M_BH_p =0.72445;
M_BH_r =0.7798;
M_BH_c1 =1.4815;
M_BH_c2 =1.42875;
M_BH_d =2.45785;
M_p_r =0.0006;
M_p_c1 =0.0011;
M_p_c2 =0.0011;
M_p_d =0.00185;
M_c1_c2 =0.0032;
M_c1_d =0.00555;
M_c2_d =0.00595;

%Активные сопротивления обмоток трансформатора
R_BH=15484.5;
R_p=0.032;
R_r=0.068;
R_c1=0.198;
```

```
R_c2=0.216;
R_d=0.425;

%Полные сопротивления обмоток трансформатора
omega=2*pi*50;
Z_BH=R_BH+omega*L_BH*j;
Z_p= R_p+omega*L_p*j;
Z_r=R_r+omega*L_r*j;
Z_c1=R_c1+omega*L_c1*j;
Z_c2=R_c2+omega*L_c2*j;
Z_d=R_d+omega*L_d*j;
Zm_BH_p=j*omega*M_BH_p;
Zm_BH_r=j*omega*M_BH_r;
Zm_BH_c1=j*omega*M_BH_c1;
Zm_BH_c2=j*omega*M_BH_c2;
Zm_BH_d=j*omega*M_BH_d;
Zm_p_r=j*omega*M_p_r;
Zm_p_c1=j*omega*M_p_c1;
Zm_p_c2=j*omega*M_p_c2;
Zm_p_d=j*omega*M_p_d;
Zm_c1_c2=j*omega*M_c1_c2;
Zm_c1_d=j*omega*M_c1_d;
Zm_c2_d=j*omega*M_c2_d;

%Сопротивление нагрузки
Rn=80;
Ln=0.190986;
Zn=Rn+omega*Ln*j;
```

%Матрица сопротивлений без учета вторичных обмоток С1, С2, Д

```
Z=[4*Z_BH 0 0 0; 0 2*Z_r -Zm_p_r -Zm_p_r; 0 -Zm_p_r 2*Z_p 0; 0 -Zm_p_r 0
2*Z_p];
U_mas=[U; 0; 0; 0];
I_mas= inv(Z)*U_mas

I_mas =
0.0063 - 0.1136j
0
0
0
```

%Матрица сопротивлений с учетом вторичных обмоток С1, С2, Д

```
Z=[4*Z_BH 0 0 0 Zm_BH_c1 Zm_BH_c2 Zm_BH_d; 0 2*Z_r -Zm_p_r -Zm_p_r 0 0
0; 0 -Zm_p_r 2*Z_p 0 0 0 0; 0 -Zm_p_r 0 2*Z_p -Zm_p_c1 -Zm_p_c2 -Zm_p_d;
Zm_BH_c1 0 0 -Zm_p_c1 Z_c1+Zn Zm_c1_c2 Zm_c1_d; Zm_BH_c2 0 0 -Zm_p_c2
Zm_c1_c2 Z_c2+Zn Zm_c2_d; Zm_BH_d 0 0 -Zm_p_d Zm_c1_d Zm_c2_d Z_d+Zn;
];

U_mas=[U; 0; 0; 0; 0; 0; 0];
I_mas= inv(Z)*U_mas

I_mas =
  0.0072 - 0.1141j
  -0.8043 + 0.0829j
  -0.3532 - 0.0164j
  -2.1162 + 0.8575j
  -0.4273 + 0.2948j
```

-0.4103 + 0.2848j

-0.6987 + 0.4904j

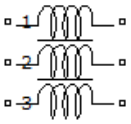
Приложение Г

(обязательное)

Расчет электрической цепи трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов в программе Simulink

Для построения электрической цепи трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами использовались элементы, приведенные в таблице Г.1.

Таблица Г.1 – Элементы электрической цепи трансформатора напряжения

Внешний вид элемента	Название
 AC Voltage Source	Источник синусоидального напряжения
 Current Measurement	Амперметр
 Voltage Measurement	Вольтметр
 Mutual Inductance	Взаимная индуктивность

Электрическая цепь трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов, собранная в программе Simulink показана на рисунке Г.1.

В соответствии со схемой трансформатора (рисунок 2.2) связующие обмотки подключены встречно-последовательно. Для задания индуктивно связанных обмоток в схеме используется элемент Mutual Inductance. При задании трех и более обмоток используются матрица индуктивностей и матрица сопротивлений.

Матрица индуктивности – симметричная матрица размерностью N×N, элементами которой являются собственные и взаимные индуктивности обмоток. Матрица индуктивности для трех обмоток A, B, C выглядит следующим образом:

$$\dot{L} = \begin{bmatrix} L_A & M_A_B & M_A_C \\ M_A_B & L_B & M_B_C \\ M_A_C & M_B_C & L_C \end{bmatrix}. \qquad (Г.1)$$

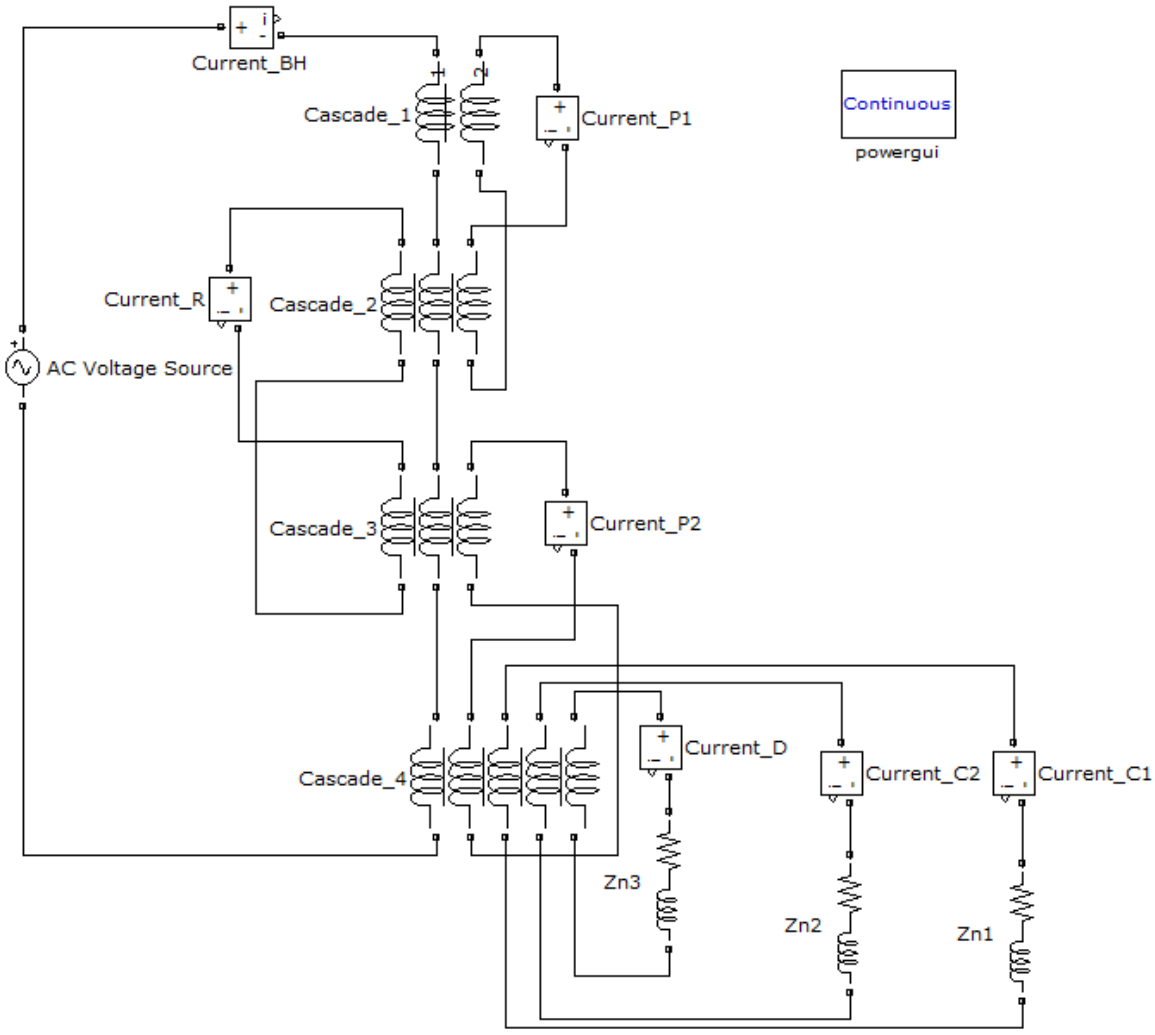


Рисунок Г.1 – Модель трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов в программе Simulink

Матрица сопротивлений для трех обмоток A, B, C выглядит следующим образом:

$$\dot{R} = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix}. \qquad (Г.2)$$

Результаты расчета электрической цепи трансформатора напряжения с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов в программе Simulink (таблице Г.2) совпали с незначительной погрешностью с ранее выполненными расчетами (Приложение В).

Таблица Г.2 – Результаты расчета в программе Simulink

Обозначение тока	Значение тока
$I_{ВН}$	$0.1143 \cdot e^{-86.41j} = 0.00716-0.11408j$
$I_{Р}$	$0.8085 \cdot e^{-5.89j} = 0.80423-0.08297j$
$I_{П1}$	$0.3536 \cdot e^{2.65j} = 0.35322+0.016349j$
$I_{П2}$	$2.283 \cdot e^{-22.06j} = 2.11586-0.85744j$
$I_{С1}$	$0.5191 \cdot e^{-34.61j} = 0.42724-0.29484j$
$I_{С2}$	$0.4994 \cdot e^{-34.76j} = 0.41028-0.28473j$
$I_{Д}$	$0.8536 \cdot e^{-35.06j} = 0.69872-0.49034$

Приложение Д

(обязательное)

Описание электрической цепи трансформатора с горизонтальным расположением разомкнутых магнитопроводов

```
Vin 0 1 127017.05922V
X1 1 2 inductor
X2 2 3 inductor_2
X3 3 4 inductor_3
X4 4 0 inductor_4
X11 2 5 inductor_P1
X21 2 5 inductor_P2
X22 3 7 inductor_R1
X31 4 6 inductor_P3
X32 3 7 inductor_R2
X41 4 6 inductor_P4
X42 0 9 inductor_C1
R1 9 10 80
L1 10 0 0.190986
X43 0 11 inductor_C2
R2 11 12 80
L2 12 0 0.190986
X44 0 13 inductor_D
R3 13 14 80
L3 14 0 0.190986
.SUBCKT inductor V_coil1 I_coil1 COMSOL: *
.ENDS
.SUBCKT inductor_2 V_coil2 I_coil2 COMSOL: *
.ENDS
.SUBCKT inductor_3 V_coil3 I_coil3 COMSOL: *
```

```
.ENDS
.SUBCKT inductor_4 V_coil4 I_coil4 COMSOL: *
.ENDS
.SUBCKT inductor_P1 V_coil_P1 I_coil_P1 COMSOL: *
.ENDS
.SUBCKT inductor_P2 V_coil_P2 I_coil_P2 COMSOL: *
.ENDS
.SUBCKT inductor_P3 V_coil_P3 I_coil_P3 COMSOL: *
.ENDS
.SUBCKT inductor_P4 V_coil_P4 I_coil_P4 COMSOL: *
.ENDS
.SUBCKT inductor_R1 V_coil_R1 I_coil_R1 COMSOL: *
.ENDS
.SUBCKT inductor_R2 V_coil_R2 I_coil_R2 COMSOL: *
.ENDS
.SUBCKT inductor_C1 V_coil_C1 I_coil_C1 COMSOL: *
.ENDS
.SUBCKT inductor_C2 V_coil_C2 I_coil_C2 COMSOL: *
.ENDS
.SUBCKT inductor_D V_coil_D I_coil_D COMSOL: *
.ENDS
```

где Vin – источник напряжения; X1, X2,…, X43 – полевые модели обмоток трансформатора; R1, R2, R3 – сопротивления нагрузок, L1, L2, L3 – индуктивности нагрузок.

Приложение Е

(обязательное)

Реализация алгоритма расчета катушки индуктивности, подключенной к источнику напряжения

Индуктивность катушки определяется по формуле:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu(H) \cdot n^2 \cdot a}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right), \quad \text{(E.1)}$$

где μ_0 – магнитная проницаемость вакуума, Гн/м; $\mu(H)$ – относительная магнитная проницаемость стали сердечника; a – высота сердечника, м; r_1, r_2 – внутренний и внешний радиусы сердечника, соответственно, м.

Алгоритм вычисления тока при источнике постоянного напряжения и постоянной магнитной проницаемости стали сердечника, реализованный в MATLAB, приведен ниже

```
% Параметры расчета
dt=0.0001; % шаг по времени, с
t_start=0; % время начала расчета, с
t_finish=0.1; % время конца расчета, с
k=1; % счетчик шагов

% Константы
mu0=4e-7*pi; % магнитная проницаемость вакуума

% Параметры катушки
r1=0.05; % внутренний радиус сердечника, м
r2=0.06; % внешний радиус сердечника, м
r=0.055; % расстояние от центра до средней линии сердечника, м
```

```
a=0.01; % высота сердечника, м
n=100; % количество витков катушки
mu=6594; % магнитная проницаемость стали сердечника
L=(mu0*mu*n^2*a)*log(r2/r1)/(2*pi); % индуктивность катушки;
% Параметры цепи
E=220; % напряжение источника, В
R=5; % сопротивление, Ом

% Начальные условия
I(1)=0; % начальная сила тока, А
Psi(1)=0; % потокосцепление, Вб
t(1)=0; % время расчета, с

% Расчет
while t(k)<t_finish
   k=k+1;
   t(k)=t(k-1)+dt;
   I0=I(k-1)+(E-I(k-1)*R)*dt/L; % приближение силы тока
   Psi(k)=L*I0;
   dPsi_discr=Psi(k)-Psi(k-1)-(E-I0*R)*dt;
   I(k)=I0-dPsi_discr/L;
   dI_discr=I(k)-I0;
   I0=I(k);
   while (abs(dI_discr)>0.000000001)
      Psi(k)=L*I(k);
      dPsi_discr=Psi(k)-Psi(k-1)-(E-I(k)*R)*dt;
      I(k)=I0-dPsi_discr/L;
      dI_discr=I(k)-I0;
      I0=I(k);
   end
```

```
end

% Отображение результатов
plot (t,I); % отображение функции тока
```

Результат расчета тока показан на рисунке Е.1. Количество циклов подбора тока зависит от установленного шага по времени (рисунок Е.2). Чем меньше шаг по времени, тем меньше циклов подбора тока на каждом временном шагу, но тем больше временных шагов на заданном интервале времени.

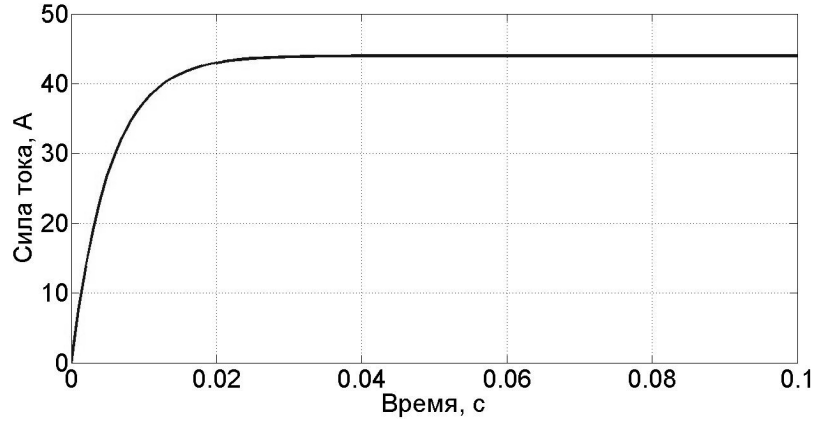


Рисунок Е.1 – Форма тока при постоянном напряжении и постоянной индуктивности

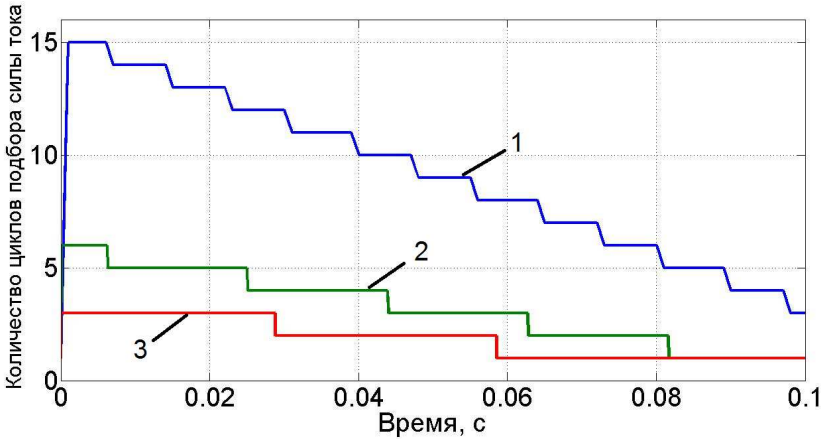


Рисунок Е.2 – Количество циклов подбора силы тока при разном шаге по времени: 1 – шаг 0.001 с, 2 – шаг 0.0001 с, 3 – шаг 0.00001 с

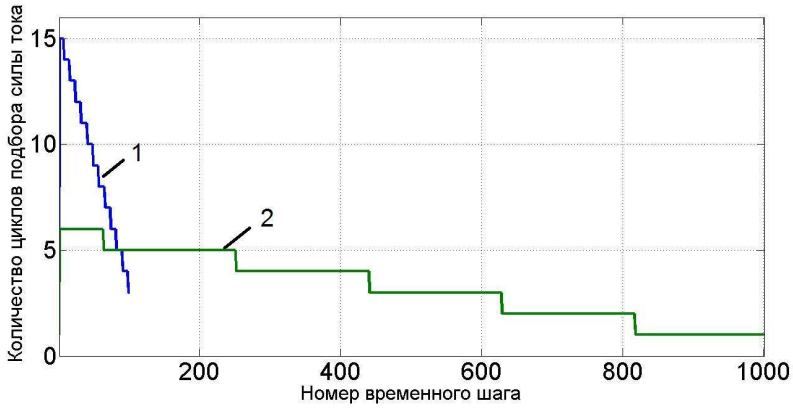


Рисунок Е.3 – Количество циклов подбора силы тока при разном шаге по времени: 1 – шаг 0.001 с, 2 – шаг 0.0001 с, 3 – шаг 0.00001 с

Зададим зависимость магнитной проницаемости от напряженности электрического поля. Тогда цикл подбора тока будет выглядеть следующим образом

```
while t(k)<t_finish
    k=k+1;
    t(k)=t(k-1)+dt;
    I0=I(k-1)+(E-I(k-1)*R)*dt/L0; % приближение силы тока
    H=(I0*n)/(2*pi*r); % напряженность электрического поля
    mu=-8500*atan(0.007*abs(H)+0.958)+8500*pi/2+10; % магнитная проницаемость стали сердечника
    L=(mu0*mu*n^2*a)*log(r2/r1)/(2*pi); % индуктивность катушки
    Psi(k)=L*I0;
    dPsi_discr=Psi(k)-Psi(k-1)-(E-I0*R)*dt;
    I(k)=I0-dPsi_discr/L;
    dI_discr=I(k)-I0;
    I0=I(k);
    while (abs(dI_discr)>0.000000001)
```

```
        H=(I(k)*n)/(2*pi*r);
        mu=-8500*atan(0.007*abs(H)+0.958)+8500*pi/2+10;
        L=(mu0*mu*n^2*a)*log(r2/r1)/(2*pi);
        Psi(k)=L*I(k);
        dPsi_discr=Psi(k)-Psi(k-1)-(E-I(k)*R)*dt;
        I(k)=I0-dPsi_discr/L;
        dI_discr=I(k)-I0;
        I0=I(k);
        Discr(m(k)+1)=dPsi_discr;
        m(k)=m(k)+1;
    end
end
```

Результат расчета тока при нелинейной магнитной проницаемости стали сердечника показан на рисунке Е.4. Количество циклов подбора тока в данном случае зависит не только от установленного шага по времени, но и от начального приближения индуктивности (рисунки Е.5, Е.6). Из графика, показанного на рисунке Е.6, видно, что лучше выбирать большее начальное приближение индуктивности, чем меньшее.

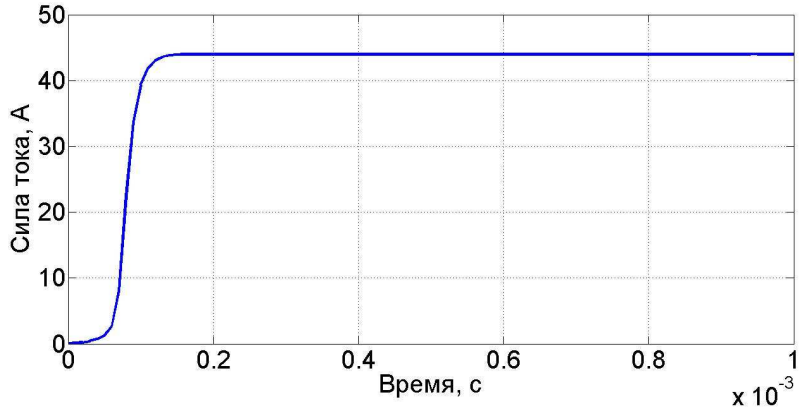


Рисунок Е.4 – Форма тока при постоянном напряжении и нелинейной магнитной проницаемости стали сердечника

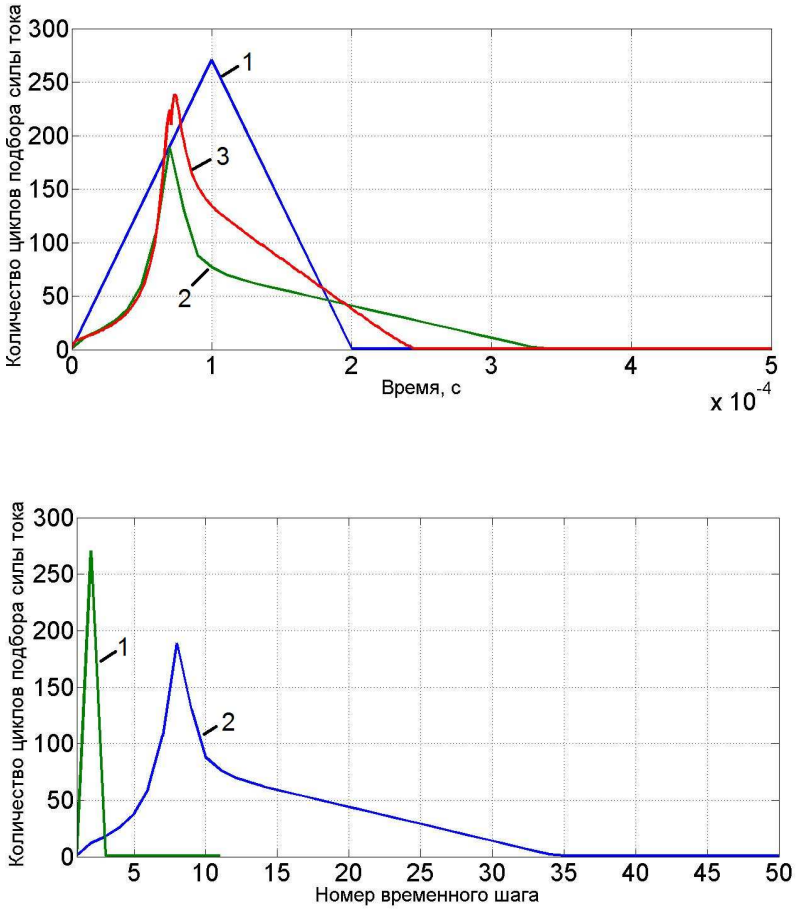


Рисунок Е.5 – Количество циклов подбора силы тока при начальном приближении индуктивности 0.0001 Гн и разном шаге по времени: 1 – шаг 0.0001 с, 2 – шаг 0.00001 с, 3 – шаг 0.000001 с

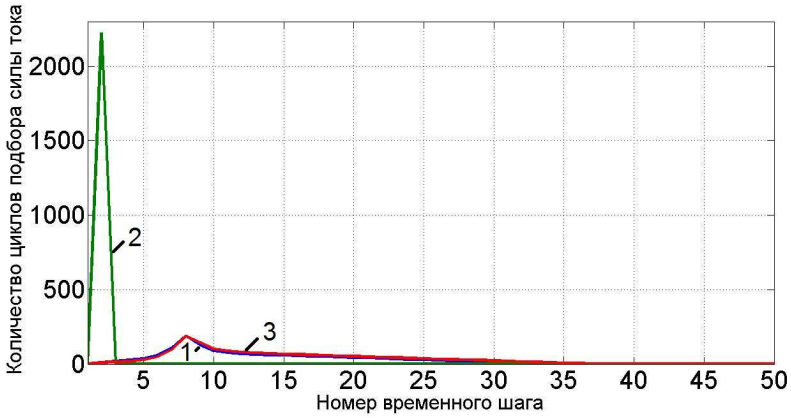


Рисунок Е.6 – Количество циклов подбора силы тока при шаге 0.00001 и разном начальном приближении индуктивности: 1 – L0=0.0001 Гн, 2 – L0=0.000001 Гн, 3 – L0=0.01 Гн

Для расчета модели при синусоидальном напряжении во второй вложенный цикл необходимо добавить строку

```
E=A_E*sin(omega*t(k)+phase);
```

График тока при сдвиге напряжения по фазе на 10° при расчете по разработанному алгоритму показан на рисунке Е.7. Сила тока в начальный момент времени не изменяется скачком и равна нулю.

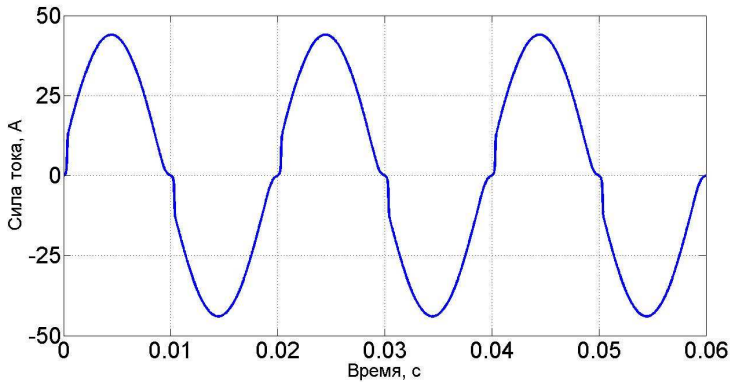


Рисунок Е.7 – Форма тока при синусоидальном напряжении и нелинейной магнитной проницаемости стали сердечника

Приложение Ж

(обязательное)

Реализация разработанного алгоритма совместного полевого и цепного расчетов трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами

```
% Параметры расчета
dt=0.00001; % шаг по времени, с
t_start=0; % время начала расчета, с
t_finish=0.02; % время конца расчета, с
k=1; % счетчик шагов

% Константы
mu0=4e-7*pi; % магнитная проницаемость вакуума
f=50; % частота прикладываемого напряжения, Гц
omega=2*pi*f; % угловая частота

% Параметры катушки
r1=0.05; % внутренний радиус сердечника, м
r2=0.06; % внешний радиус сердечника, м
r=0.055; % расстояние от центра до средней линии сердечника, м
a=0.01; % высота сердечника, м
w=1000; % количество витков катушки

% Параметры цепи
A_E=220; % напряжение источника, В
phase=10; % фаза прикладываемого напряжения, град.
R=5; % сопротивление, Ом

%Перевод величин
phase=phase*pi/180; % фаза прикладываемого напряжения, рад.
```

```
% Начальные условия
I(1)=0; % начальная сила тока, А
Psi(1)=0; % потокосцепление, Вб
t(1)=0; % время расчета, с
m(1)=1;

% Параметры начального приближения индуктивности
L0=10;

flclear fem

% COMSOL version
clear vrsn
vrsn.name = 'COMSOL 3.5';
vrsn.ext = 'a';
vrsn.major = 0;
vrsn.build = 608;
vrsn.rcs = '$Name: v35ap $';
vrsn.date = '$Date: 2009/05/11 07:38:49 $';
fem.version = vrsn;

flbinaryfile='Model.mphm';

% Constants
fem.const = {'w','1000', ...
  'R1','0.05', ...
  'R2','0.06'};

% Geometry
clear draw
```

```
g1=flbinary('g1','draw',flbinaryfile);
draw.s.objs = {g1};
draw.s.name = {'SQ1'};
draw.s.tags = {'g1'};
fem.draw = draw;
fem.geom = geomcsg(fem);
fem.mesh = flbinary('m1','mesh',flbinaryfile);

% (Default values are not included)

% Application mode 1
clear appl
appl.mode.class = 'QuasiStatics';
appl.mode.type = 'axi';
appl.module = 'ACDC';
appl.gporder = 4;
appl.cporder = 2;
appl.sshape = 2;
appl.assignsuffix = '_emqap';
clear prop
prop.elemdefault='Vec2';
prop.analysis='static';
prop.potential='A';
prop.input='J';
appl.prop = prop;
clear bnd
bnd.eltype = 'V0';
bnd.magtype = {'A0','Js','Js','Js'};
bnd.Js0 = {{0;0},{0;'I_coil*w/(2*pi*R1)'},{'I_coil*w/(2*pi*r)';0}, ...
  {'-I_coil*w/(2*pi*r)';0}};
```

```
bnd.ind = [2,4,3,1];
appl.bnd = bnd;
clear equ
equ.magconstrel = 'fH';
equ.mur = 'HB(normB_emqap)';
equ.normfH = 'HB(normB_emqap)';
equ.ind = [1];
appl.equ = equ;
appl.var = {'nu','50'};
fem.appl{1} = appl;
fem.sdim = {'r','z'};
fem.frame = {'ref'};
fem.border = 1;
clear units;
units.basesystem = 'SI';
fem.units = units;

% Point settings
clear pnt
pnt.ind = [1,2,2,2];
pnt.dim = {'tAr','tAz','psi'};

% Point expressions
pnt.expr = {'F_point',{'F_1',''}};
fem.pnt = pnt;

% Coupling variable elements
clear elemcpl
% Integration coupling variables
clear elem
```

```
elem.elem = 'elcplscalar';
elem.g = {'1'};
src = cell(1,1);
clear equ
equ.expr = {{'Bphi_emqap'}};
equ.ipoints = {{'4'}};
equ.frame = {{'ref'}};
equ.ind = {{'1'}};
src{1} = {{},{},equ};
elem.src = src;
geomdim = cell(1,1);
geomdim{1} = {};
elem.geomdim = geomdim;
elem.var = {'F_1'};
elem.global = {'1'};
elem.maxvars = {};
elemcpl{1} = elem;
fem.elemcpl = elemcpl;

% Global expressions
fem.globalexpr = {'I_coil','1 [A]'};

% Functions
clear fcns
fcns{1}.type='inline';
fcns{1}.name='HB(B)';
fcns{1}.expr='60.07402*B+(4.32576E-17)*sinh(23.62205*B)';
fcns{1}.dexpr={'d(60.07402*B+(4.32576E-17)*sinh(23.62205*B),B)'};
fem.functions = fcns;
```

```
% ODE Settings
clear ode
clear units;
units.basesystem = 'SI';
ode.units = units;
fem.ode=ode;

% Multiphysics
fem=multiphysics(fem);

% Extend mesh
fem.xmesh=meshextend(fem);

% Retrieve solution
fem.sol=flbinary('sol1','solution',flbinaryfile);

% Расчет
while t(k)<t_finish
   k=k+1;
   t(k)=t(k-1)+dt;
   E=A_E*sin(omega*t(k)+phase);
   I0=I(k-1)+(E-I(k-1)*R)*dt/L0; % приближение силы тока
   % Подключение к модели в COMSOL
   fem.sol=femstatic(fem, ...
            'solcomp',{'psi','tArAz10','tArAz21','tArAz20'}, ...
            'outcomp',{'psi','tArAz10','tArAz21','tArAz20'}, ...
            'blocksize','auto', ...
            'pname','I_coil', ...
            'plist',[I0], ...
            'oldcomp',{});
```

```
Psi(k)=w*postint(fem,'Bphi_emqap', ...
      'unit','Wb', ...
      'recover','off', ...
      'dl',1, ...
      'solnum','end');

L=Psi(k)/I0;
dPsi_discr=Psi(k)-Psi(k-1)-(E-I0*R)*dt;
I(k)=I0-dPsi_discr/L;
dI_discr=I(k)-I0;
I0=I(k);
m(k)=1;
while (abs(dI_discr)>0.0000001) && (m(k)<1000)

   %Подключение к COMSOL
   fem.sol=femstatic(fem, ...
         'solcomp',{'psi','tArAz10','tArAz21','tArAz20'}, ...
         'outcomp',{'psi','tArAz10','tArAz21','tArAz20'}, ...
         'blocksize','auto', ...
         'pname','I_coil', ...
         'plist',[I(k)], ...
         'oldcomp',{});

   Psi(k)=w*postint(fem,'Bphi_emqap', ...
      'unit','Wb', ...
      'recover','off', ...
      'dl',1, ...
      'solnum','end');

   L=Psi(k)/I(k);
```

```
        dPsi_discr=Psi(k)-Psi(k-1)-(E-I(k)*R)*dt;
        I(k)=I0-dPsi_discr/L;
        dI_discr=I(k)-I0;
        I0=I(k);
        m(k)=m(k)+1;
    end
end

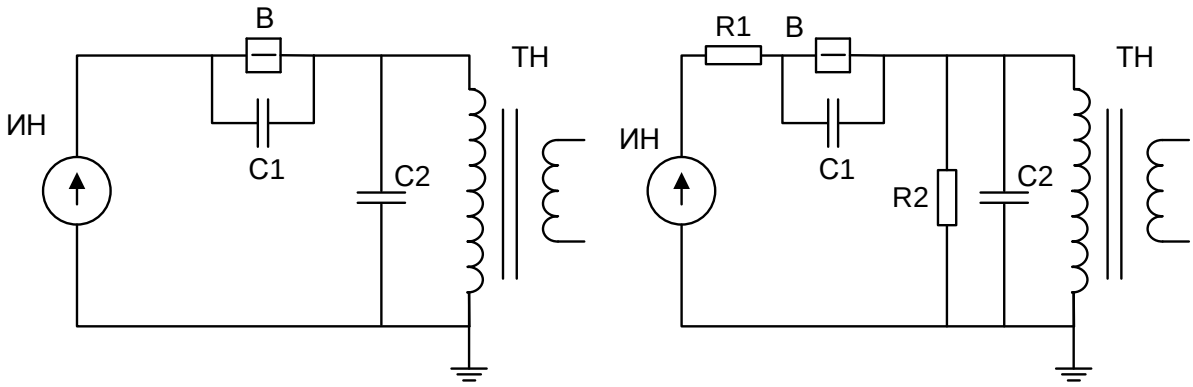
% Отображение результатов
plot (t,I); % отображение функции тока
```

Приложение И

(обязательное)

Исследование сходимости решателей COMSOL Multiphysics при гибридных полевых и цепных расчетах в динамических режимах

Исследования сходимости решателей проводилось для трансформатора напряжения с разомкнутыми магнитопроводами при различных состояниях выключателя (рисунок И.1), шаге расчета, числе итераций, виде задания кривой намагничивания. Кроме того, исследовано влияние наличия сопротивлений линии R1 и R2 (рисунок И.1, схема 2) и потерь в стали магнитопровода трансформатора (таблица И.1).



1) 2)

Рисунок И.1 – Исследуемые схемы замещения

Таблица И.1 – Результаты исследования сходимости решателей

№	Форма задания кривой намагни-чивания	Коли-чество итераций	Электрическая схема и условия исследований	Максималь-ный размер шага решателя	Сходимость решателя, модельное время остановки расчета модели
1.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 1, выключатель замкнут, потери не учитываются	Auto	Решатель сошелся, но форма тока не правильная
2.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 1, выключатель замкнут, потери не учитываются	0.0005	Решатель сошелся, но форма тока не правильная (более близкая к правильной, чем при Auto шаге)
3.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 1, выключатель замкнут, потери не учитываются	0.0001	Решатель сошелся, но форма тока не правильная
4.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 1, выключатель замкнут, потери не учитываются	0.00002	Решатель не сошелся на 0.4695989 с
5.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 1, выключатель разомкнут, потери не учитываются	Auto	Решатель не сошелся на 0.922541 с
6.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 1, выключатель разомкнут, потери не учитываются	0.0005	Решатель не сошелся на 0.9025129 с
7.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 1, выключатель разомкнут, потери не учитываются	0.0001	Решатель не сошелся на 1.2306905 с
8.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 1, выключатель разомкнут, потери не учитываются	0.00002	Решатель не сошелся на 0.13654 с

Продолжение таблицы И.1

№	Форма задания кривой намагни-чивания	Коли-чество итераций	Электрическая схема и условия исследований	Максималь-ный размер шага решателя	Сходимость решателя, модельное время остановки расчета модели
9.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 2, выключатель замкнут, потери не учитываются	Auto	Решатель не сошелся на 1.01003898 с
10.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 2, выключатель замкнут, потери не учитываются	0.0005	Решатель сошелся, но форма тока не правильная (более близкая к правильной, чем при Auto шаге)
11.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 2, выключатель замкнут, потери не учитываются	0.0001	Решатель не сошелся на 0.3299569 с
12.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 2, выключатель замкнут, потери не учитываются	0.00002	Решатель не сошелся на 0.2709086 с
13.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 2, выключатель замкнут, учитываются потери	Auto	Решатель сошелся, но форма тока не правильная
14.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 2, выключатель замкнут, учитываются потери	0.0005	Решатель сошелся, но форма тока не правильная
15.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 2, выключатель замкнут, учитываются потери	0.0001	Решатель сошелся, форма тока правильная
16.	Mu=F(|B|)	1000	Схема 2, выключатель замкнут, учитываются потери	0.00002	Решатель сошелся, форма тока правильная

Продолжение таблицы И.1

№	Форма задания кривой намагни-чивания	Коли-чество итераций	Электрическая схема и условия исследований	Максималь-ный размер шага решателя	Сходимость решателя, модельное время остановки расчета модели
17.	Mu=F(|B|)	500	Схема 1, выключатель замкнут, потери не учитываются	Auto	Решатель сошелся, но форма тока не правильная
18.	Mu=F(|B|)	500	Схема 1, выключатель замкнут, потери не учитываются	0.0005	Решатель не сошелся на 1.38971705 с
19.	Mu=F(|B|)	500	Схема 1, выключатель замкнут, потери не учитываются	0.0001	Решатель сошелся
20.	Mu=F(|B|)	500	Схема 1, выключатель замкнут, потери не учитываются	0.00002	Решатель не сошелся на 0.3491193 с
21.	Mu=F(|B|)	500	Схема 1, выключатель разомкнут, потери не учитываются	Auto	Решатель сошелся, но форма тока не правильная
22.	Mu=F(|B|)	500	Схема 1, выключатель разомкнут, потери не учитываются	0.0005	Решатель не сошелся на 0.1709287488 с
23.	Mu=F(|B|)	500	Схема 1, выключатель разомкнут, потери не учитываются	0.0001	Решатель не сошелся на 0.2605861754 с
24.	Mu=F(|B|)	500	Схема 1, выключатель разомкнут, потери не учитываются	0.00002	Решатель не сошелся на 0. с
25.	Mu=F(|B|)	500	Схема 2, выключатель замкнут, учитываются потери	Auto	Решатель сошелся, но форма тока не правильная

Продолжение таблицы И.1

№	Форма задания кривой намагни-чивания	Коли-чество итераций	Электрическая схема и условия исследований	Максималь-ный размер шага решателя	Сходимость решателя, модельное время остановки расчета модели
26.	Mu=F(|B|)	500	Схема 2, выключатель замкнут, учитываются потери	0.0005	Решатель сошелся, но форма тока не правильная
27.	Mu=F(|B|)	500	Схема 2, выключатель замкнут, учитываются потери	0.0001	Решатель сошелся, форма тока правильная
28.	Mu=F(|B|)	500	Схема 2, выключатель замкнут, учитываются потери	0.00002	Решатель сошелся, форма тока правильная
29.	H= F(|B|)	1000	Схема 1, выключатель замкнут, потери не учитываются	Auto	Решатель сошелся, но форма тока не правильная
30.	H= F(|B|)	1000	Схема 1, выключатель замкнут, потери не учитываются	0.0005	Решатель не сошелся на 1.2398983 с
31.	H= F(|B|)	1000	Схема 1, выключатель замкнут, потери не учитываются	0.00002	Решатель не сошелся на 0.047334272 с

Результаты исследований позволяют дать рекомендации по настройке решающего устройства и сделать следующие выводы:

1) Использование нелинейного решателя на каждом шаге расчета (галочка Manual tuning of nonlinear solver) позволяет улучшить сходимость решения. Результаты по сходимости решения зависят от количества итераций и выбора техники затухания (Damping technique). Наилучшие

результаты получаются при автоматическом выборе техники затухания (Damping technique: automatic). При этом следует понимать, что использование нелинейного решателя на каждом шаге решения значительно увеличивает время расчета модели.

2) Максимальный шаг расчета следует устанавливать вручную. При автоматическом выборе максимального шага расчета и невысокой точности расчета (относительная точность расчета: 0.01; абсолютная точность расчета: 0.001) решение сходится, но график тока в первичной высоковольтной обмотке получается не верным. Чем меньше шаг, тем больше время расчета. Поэтому выбор шага должен быть обоснованным.
3) В ходе исследований было установлено, что сходимость решателя при расчете трансформатора напряжения с разомкнутым магнитопроводом лучше при задании кривой намагничивания в форме Mu=F(|B|).
4) Учет потерь в трансформаторе путем задания электропроводности всех его частей порядка 0.0001 (в ферромагнитном сердечнике около 10 для подавления вихревых токов) также позволяет улучшить сходимость решателя.

Сходимость решения достигается при следующих оптимальных настройках решающего устройства COMSOL Multiphysics:

1) Relative tolerance: 0.01
2) Absolute tolerance: 0.001
3) Linear system solver: Direct (UMFPACK)
4) Поставлена галочка Manual tuning of nonlinear solver
   a) Maximum number of iterations:1000
   b) Поставлена галочка Use limit on convergence rate
   c) Damping technique: automatic
5) Maximum time step: 0.00005

Приложение К

(обязательное)

Тепловые испытания экспериментального образца первичного преобразователя напряжения

Тепловые испытания экспериментального образца первичного преобразователя напряжения состояли из следующих этапов:

1. Подготовка оборудования к испытаниям.

2. Запуск компьютера и системы CompactRIO.

3. Установка при помощи лабораторного автотрансформатора определенного значения напряжения, подаваемого на экспериментальный образец первичного преобразователя. Резисторы экспериментального образца первичного преобразователя разогревались из-за протекания по ним электрического тока. Система CompactRIO отслеживала изменение температуры внутри и на поверхности экспериментального образца первичного преобразователя и передавала данные на компьютер, где они отображались в виде графиков и записывались в файл.

4. Ожидание прогрева экспериментального образца первичного преобразования (стационарного режима).

5. Запись показаний цифрового мультиметра.

6. Замеры коэффициентов теплоотдачи от поверхностей макетов.

7. Отключение оборудования и завершение испытаний.

Приложение Л

(обязательное)

Пример расчета емкостных токов резистивного делителя напряжения

Таблица Л.1 – Результаты расчетов зарядов для резистивного делителя из 7 резисторов с пробивным напряжением 45 кВ (задаваемый потенциал равен 100 000 В)

Заряд	Задаваемый потенциал							
	φ_0	φ_1	φ_2	φ_3	φ_4	φ_5	φ_6	φ_7
q_0	3.226e-6	-1.146e-6	-5.728e-7	-2.197e-7	-9.502e-8	-4.502e-8	-1.745e-8	-1.674e-9
q_1	-1.106e-6	1.269e-6	-1.375e-7	-1.142e-8	-3.598e-9	-1.330e-9	-4.251e-10	-3.700e-11
q_2	-5.424e-7	-1.368e-7	1.072e-6	-2.395e-7	-4.522e-8	-1.575e-8	-4.862e-9	-4.181e-10
q_3	-2.080e-7	-1.125e-8	-2.390e-7	9.7430e-7	-2.732e-7	-5.595e-8	-1.569e-8	-1.307e-9
q_4	-8.962e-8	-3.541e-9	-4.516e-8	-2.726e-7	9.640e-7	-2.728e-7	-4.511e-8	-3.553e-9
q_5	-4.179e-8	-1.308e-9	-1.572e-8	-5.581e-8	-2.721e-7	9.742e-7	-2.399e-7	-1.139e-8
q_6	-1.543e-8	-4.172e-10	-4.846e-9	-1.563e-8	-4.495e-8	-2.391e-7	1.070e-6	-1.375e-7
q_7	-1.434e-9	-3.685e-11	-4.229e-10	-1.320e-9	-3.590e-9	-1.150e-8	-1.376e-7	1.268e-6

Таблица Л.2 – Результаты расчетов емкостных коэффициентов для резистивного делителя из 7 резисторов с пробивным напряжением 45 кВ

Емк. коэф.	Емкостный коэффициент							
	β_0	β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	β_6	β_7
β_0	3.226e-11	-1.146e-11	-5.728e-12	-2.197e-12	-9.502e-13	-4.502e-13	-1.745e-13	-1.674e-14
β_1	-1.106e-11	1.269e-11	-1.375e-12	-1.142e-13	-3.598e-14	-1.330e-14	-4.251e-15	-3.700e-16
β_2	-5.424e-12	-1.368e-12	1.072e-11	-2.395e-12	-4.522e-13	-1.575e-13	-4.862e-14	-4.181e-15
β_3	-2.080e-12	-1.125e-13	-2.390e-12	9.7430e-12	-2.732e-12	-5.595e-13	-1.569e-13	-1.307e-14
β_4	-8.962e-13	-3.541e-14	-4.516e-13	-2.726e-12	9.640e-12	-2.728e-12	-4.511e-13	-3.553e-14
β_5	-4.179e-13	-1.308e-14	-1.572e-13	-5.581e-13	-2.721e-12	9.742e-12	-2.399e-12	-1.139e-13
β_6	-1.543e-13	-4.172e-15	-4.846e-14	-1.563e-13	-4.495e-13	-2.391e-12	1.070e-11	-1.375e-12
β_7	-1.434e-14	-3.685e-16	-4.229e-15	-1.320e-14	-3.590e-14	-1.150e-13	-1.376e-12	1.268e-11

Таблица Л.3 – Результаты расчетов частичных емкостей для резистивного делителя из 7 резисторов с пробивным напряжением 45 кВ

Емкость	Емкость, Ф							
	C_0	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7
C_0	1.209e-11	1.146e-11	5.728e-12	2.197e-12	9.502e-13	4.502e-13	1.745e-13	1.674e-14
C_1	1.106e-11	9.280e-14	1.375e-12	1.142e-13	3.598e-14	1.330e-14	4.251e-15	3.700e-16
C_2	5.424e-12	1.368e-12	8.728e-13	2.395e-12	4.523e-13	1.575e-13	4.862e-14	4.181e-15
C_3	2.080e-12	1.125e-13	2.390e-12	1.698e-12	2.732e-12	5.595e-13	1.569e-13	1.307e-14
C_4	8.962e-13	3.541e-14	4.516e-13	2.726e-12	2.316e-12	2.728e-12	4.511e-13	3.553e-14
C_5	4.179e-13	1.308e-14	1.572e-13	5.581e-13	2.721e-12	3.362e-12	2.399e-12	1.139e-13
C_6	1.543e-13	4.172e-15	4.846e-14	1.563e-13	4.495e-13	2.391e-12	6.117e-12	1.375e-12
C_7	1.434e-14	3.685e-16	4.229e-15	1.320e-14	3.590e-14	1.150e-13	1.376e-12	1.099e-11

Таблица Л.4 – Результаты расчетов схемы замещения первичного преобразователя на основе резистивного делителя через частичные емкости (сопротивление каждого резистора 30 МОм)

№	Ток на выходе резистора	Емкостный ток, входящий в резистор
0	$9.7938e\text{-}05 \cdot e^{1.83j}$	-
1	$9.8051e\text{-}05 \cdot e^{3.64j}$	$3.0908e\text{-}06 \cdot e^{-89.34j}$
2	$9.7819e\text{-}05 \cdot e^{4.36j}$	$1.2465e\text{-}06 \cdot e^{-75.29j}$
3	$9.6970e\text{-}05 \cdot e^{2.39j}$	$3.4415e\text{-}06 \cdot e^{79.09j}$
4	$9.6066e\text{-}05 \cdot e^{-0.06j}$	$4.2277e\text{-}06 \cdot e^{78.83j}$
5	$9.5281e\text{-}05 \cdot e^{-2.47j}$	$4.1055e\text{-}06 \cdot e^{77.72j}$
6	$9.4669e\text{-}05 \cdot e^{-5.45j}$	$4.9756e\text{-}06 \cdot e^{78.97j}$
7	$9.4500e\text{-}05 \cdot e^{-7.39j}$	$3.2041e\text{-}06 \cdot e^{80.56j}$

Таблица Л.5 – Результаты расчетов первичного преобразователя на основе резистивного делителя через наведенные токи (сопротивление каждого резистора 30 МОм)

№	Ток на выходе резистора	Емкостный ток, входящий в резистор
0	$9.806 \cdot 10^{-5} \cdot e^{2.307j}$	-
1	$9.80321 \cdot 10^{-5} \cdot e^{4.157j}$	$3.16604 \cdot 10^{-6} \cdot e^{93.727j}$
2	$9.76728 \cdot 10^{-5} \cdot e^{4.611j}$	$8.54828 \cdot 10^{-7} \cdot e^{119.24j}$
3	$9.68617 \cdot 10^{-5} \cdot e^{2.433j}$	$3.78516 \cdot 10^{-6} \cdot e^{-98.848j}$
4	$9.60401 \cdot 10^{-5} \cdot e^{-0.187j}$	$4.48676 \cdot 10^{-6} \cdot e^{-99.426j}$
5	$9.5353 \cdot 10^{-5} \cdot e^{-2.735j}$	$4.31085 \cdot 10^{-6} \cdot e^{-100.631j}$
6	$9.49082 \cdot 10^{-5} \cdot e^{-5.82j}$	$5.14001 \cdot 10^{-6} \cdot e^{-99.24j}$
7	$9.48659 \cdot 10^{-5} \cdot e^{-7.947j}$	$3.52339 \cdot 10^{-6} \cdot e^{-97.571j}$

Таблица Л.6 – Результаты расчета при выравненном электрическом поле

№	Ток через резистор	Наведенный ток
1	$9.623\cdot10^{-5}\cdot e^{0.03j}$	$5.26953\cdot10^{-8}\cdot e^{-90.662j}$
2	$9.62251\cdot10^{-5}\cdot e^{-0.001266j}$	$2.79352\cdot10^{-8}\cdot e^{-91.196j}$
3	$9.62246\cdot10^{-5}\cdot e^{-0.018j}$	$8.90551\cdot10^{-9}\cdot e^{-91.424j}$
4	$9.62243\cdot10^{-5}\cdot e^{-0.023j}$	$9.23267\cdot10^{-9}\cdot e^{88.495j}$
5	$9.62246\cdot10^{-5}\cdot e^{-0.018j}$	$2.83957\cdot10^{-8}\cdot e^{88.785j}$
6	$9.62252\cdot10^{-5}\cdot e^{-0.0007974j}$	$5.29844\cdot10^{-8}\cdot e^{89.331j}$
7	$9.62258\cdot10^{-5}\cdot e^{0.031j}$	-

Таблица Л.7 – Результаты расчетов при загрязнении первого верхнего большого ребра изолятора

№	Ток через резистор	Наведенный ток
1	$9.819\cdot10^{-5}e^{2.967\,j}$	$3.39695\cdot10^{-6}e^{95.276j}$
2	$9.811\cdot10^{-5}e^{4.95j}$	$2.31657\cdot10^{-6}e^{-103.492j}$
3	$9.741\cdot10^{-5}e^{3.657j}$	$4.3301\cdot10^{-6}e^{-99.956j}$
4	$9.648\cdot10^{-5}e^{1.157j}$	$4.40728\cdot10^{-6}e^{-101.178j}$
5	$9.563\cdot10^{-5}e^{-1.424j}$	$4.61765\cdot10^{-6}e^{-101.361j}$
6	$9.495\cdot10^{-5}e^{-4.169\,j}$	$5.59703\cdot10^{-6}e^{-99.195j}$
7	$9.462\cdot10^{-5}e^{-7.548j}$	-

Таблица Л.8 – Результаты расчетов при загрязнении 1 и 2 верхних больших ребер изолятора

№	Ток через резистор	Наведенный ток
1	$9.764\cdot10^{-5}e^{1.769\,j}$	$3.16085\cdot10^{-6}e^{92.959j}$
2	$9.76276\cdot10^{-5}e^{3.624j}$	$1.00567\cdot10^{-6}e^{-112.961j}$
3	$9.71817\cdot10^{-5}e^{3.094j}$	$2.72916\cdot10^{-6}e^{-102.054j}$
4	$9.65045\cdot10^{-5}e^{1.529j}$	$3.64668\cdot10^{-6}e^{-100.829j}$
5	$9.57903\cdot10^{-5}e^{-0.602j}$	$4.3185\cdot10^{-6}e^{-100.29j}$
6	$9.51588\cdot10^{-5}e^{-3.166\,j}$	$5.54388\cdot10^{-6}e^{-98.035j}$
7	$9.48492\cdot10^{-5}e^{-6.504\,j}$	-

Таблица Л.9 – Результаты расчетов при загрязнении 1-3 верхних больших ребер изолятора

№	Ток через резистор	Наведенный ток
1	$9.715\cdot10^{-5}e^{1.018\,j}$	$2.34063\cdot10^{-6}e^{92.152j}$
2	$9.7129\cdot10^{-5}e^{2.398j}$	$1.78851\cdot10^{-6}e^{-98.31j}$
3	$9.68126\cdot10^{-5}e^{1.358j}$	$3.78664\cdot10^{-7}e^{-163.29j}$
4	$9.64475\cdot10^{-5}e^{1.298j}$	$1.57791\cdot10^{-6}e^{-106.38j}$
5	$9.59802\cdot10^{-5}e^{0.401j}$	$3.50744\cdot10^{-6}e^{-99.297j}$
6	$9.5452\cdot10^{-5}e^{-1.675\,j}$	$5.39591\cdot10^{-6}e^{-96.48j}$
7	$9.5152\cdot10^{-5}e^{-4.914j}$	-

Таблица Л.10 – Результаты расчетов при загрязнении 1-4 верхних больших ребер изолятора

№	Ток через резистор	Наведенный ток
1	$9.687\cdot10^{-5}e^{1.13\,j}$	$1.45936\cdot10^{-6}e^{94.882j}$
2	$9.67895\cdot10^{-5}e^{1.992j}$	$3.92075\cdot10^{-6}e^{-94.124j}$
3	$9.64505\cdot10^{-5}e^{-0.324j}$	$3.60263\cdot10^{-7}e^{127.526j}$
4	$9.62331\cdot10^{-5}e^{-0.495j}$	$2.10525\cdot10^{-6}e^{94.044j}$
5	$9.60894\cdot10^{-5}e^{0.757j}$	$1.39403\cdot10^{-6}e^{-101.28j}$
6	$9.58084\cdot10^{-5}e^{-0.059\,j}$	$4.98609\cdot10^{-6}e^{-94.452j}$
7	$9.55559\cdot10^{-5}e^{-3.041j}$	-

Таблица Л.11 – Результаты расчетов при загрязнении 1-5 верхних больших ребер изолятора

№	Ток через резистор	Наведенный ток
1	$9.718\cdot10^{-5}e^{2.360\,j}$	$6.35088\cdot10^{-7}e^{118.038j}$
2	$9.69067\cdot10^{-5}e^{2.699j}$	$6.36338\cdot10^{-6}e^{-94.739j}$
3	$9.62899\cdot10^{-5}e^{-1.059j}$	$2.64724\cdot10^{-6}e^{-97.962j}$
4	$9.60077\cdot10^{-5}e^{-2.627j}$	$2.9918\cdot10^{-6}e^{90.68j}$
5	$9.58816\cdot10^{-5}e^{-0.842j}$	$2.83703\cdot10^{-6}e^{89.455j}$
6	$9.59089\cdot10^{-5}e^{0.853\,j}$	$3.83472\cdot10^{-6}e^{-92.535j}$
7	$9.57588\cdot10^{-5}e^{-1.438j}$	-

Таблица Л.12 – Результаты расчетов при загрязнении всех больших ребрах изолятора

№	Ток через резистор	Наведенный ток
1	$9.893\cdot10^{-5}e^{5.525\,j}$	$8.7175\cdot10^{-7}e^{-143.531j}$
2	$9.81816\cdot10^{-5}e^{5.264j}$	$9.48629\cdot10^{-6}e^{-96.685j}$
3	$9.66641\cdot10^{-5}e^{-0.246j}$	$6.15457\cdot10^{-6}e^{-99.463j}$
4	$9.5871\cdot10^{-5}e^{-3.879j}$	$5.59833\cdot10^{-7}e^{157.661j}$
5	$9.53401\cdot10^{-5}e^{-3.772j}$	$4.32869\cdot10^{-6}e^{91.316j}$
6	$9.5054\cdot10^{-5}e^{-1.173\,j}$	$1.47889\cdot10^{-6}e^{-96.88j}$
7	$9.49184\cdot10^{-5}e^{-2.061j}$	-

Таблица Л.13 – Результаты расчетов при загрязнении больших ребер изолятора (обобщающая таблица)

Кол-во загрязненных больших ребер	Ток	
	Вход	Выход
0	$9.811\cdot10^{-5}e^{3.03\,j}$	$9.47422\cdot10^{-5}e^{-7.432j}$
1	$9.819\cdot10^{-5}e^{2.967\,j}$	$9.462\cdot10^{-5}e^{-7.548j}$
2	$9.764\cdot10^{-5}e^{1.769\,j}$	$9.48492\cdot10^{-5}e^{-6.504\,j}$
3	$9.715\cdot10^{-5}e^{1.018\,j}$	$9.5152\cdot10^{-5}e^{-4.914j}$
4	$9.687\cdot10^{-5}e^{1.13\,j}$	$9.55559\cdot10^{-5}e^{-3.041j}$
5	$9.718\cdot10^{-5}e^{2.360\,j}$	$9.57588\cdot10^{-5}e^{-1.438j}$
6	$9.893\cdot10^{-5}e^{5.525\,j}$	$9.49184\cdot10^{-5}e^{-2.061j}$

Приложение М

(обязательное)

Результаты исследований выравнивания потенциала металлическим кольцом

Таблица М.1 – Результаты исследований по наилучшему расположению металлического кольца

№	Высота расположения кольца, м	Радиус кольца, м	Невязка с линейным распределением потенциала
Диаметр сечения кольца 0.05 м			
1.1	1.150	0.180	$3.2217 \cdot 10^{10}$
1.2		0.220	$2.6982 \cdot 10^{10}$
1.3		0.260	$2.2925 \cdot 10^{10}$
1.4		0.300	$1.9816 \cdot 10^{10}$
1.5		0.340	$1.7433 \cdot 10^{10}$
1.6	1.100	0.180	$2.7237 \cdot 10^{10}$
1.7		0.220	$2.2607 \cdot 10^{10}$
1.8		0.260	$1.9070 \cdot 10^{10}$
1.9		0.300	$1.6403 \cdot 10^{10}$
1.10		0.340	$1.4398 \cdot 10^{10}$
1.11	1.050	0.180	$2.1022 \cdot 10^{10}$
1.12		0.220	$1.7598 \cdot 10^{10}$
1.13		0.260	$1.4905 \cdot 10^{10}$
1.14		0.300	$1.2861 \cdot 10^{10}$
1.15		0.340	$1.1333 \cdot 10^{10}$
1.16	1.000	0.180	$1.5383 \cdot 10^{10}$
1.17		0.220	$1.2949 \cdot 10^{10}$
1.18		0.260	$1.1030 \cdot 10^{10}$
1.19		0.300	$9.5791 \cdot 10^{9}$
1.20		0.340	$8.5104 \cdot 10^{9}$

Продолжение таблицы М.1

№	Высота расположения кольца, м	Радиус кольца, м	Невязка с линейным распределением потенциала
Диаметр сечения кольца 0.05 м			
1.21	0.950	0.180	$1.0956 \cdot 10^{10}$
1.22		0.220	$9.1874 \cdot 10^{9}$
1.23		0.260	$7.8313 \cdot 10^{9}$
1.24		0.300	$6.8354 \cdot 10^{9}$
1.25		0.340	$6.1291 \cdot 10^{9}$
1.26	0.900	0.180	$7.7385 \cdot 10^{9}$
1.27		0.220	$6.4059 \cdot 10^{9}$
1.28		0.260	$5.4322 \cdot 10^{9}$
1.29		0.300	$4.7479 \cdot 10^{9}$
1.30		0.340	$4.2898 \cdot 10^{9}$
1.31	0.850	0.180	$5.6051 \cdot 10^{9}$
1.32		0.220	$4.5473 \cdot 10^{9}$
1.33		0.260	$3.8161 \cdot 10^{9}$
1.34		0.300	$3.3214 \cdot 10^{9}$
1.35		0.340	$3.0077 \cdot 10^{9}$
Диаметр сечения кольца 0.025 м			
2.1	1.000	0.180	$1.8223 \cdot 10^{10}$ – одно кольцо $1.6611 \cdot 10^{10}$ – два кольца на расстоянии 1 см
2.2	0.850	0.340	$3.3084 \cdot 10^{9}$ – два кольца на расстоянии 1 см

Таблица М.2 – Напряженность электрического поля

№	Максимальная напряженность электрического поля у кольца, В/м	Невязка распределения потенциалов с линейной функцией	Комментарии
1	$1.101 \cdot 10^6$	$2.8462 \cdot 10^{10}$	R=150 мм
2	$1.096 \cdot 10^6$	$2.3348 \cdot 10^{10}$	R=200 мм
3	$1.072 \cdot 10^6$	$1.9486 \cdot 10^{10}$	R=250 мм
4	$1.058 \cdot 10^6$	$1.6712 \cdot 10^{10}$	R=300 мм
5	$1.044 \cdot 10^6$	$1.4760 \cdot 10^{10}$	R=350 мм; порог максимального роста эффективности расширения металлического кольца
6	$1.032 \cdot 10^6$	$1.3411 \cdot 10^{10}$	R=400 мм
7	$1.017 \cdot 10^6$	$1.2505 \cdot 10^{10}$	R=450 мм
8	$1.014 \cdot 10^6$	$1.1933 \cdot 10^{10}$	R=500 мм
9	$1.003 \cdot 10^6$	$1.1612 \cdot 10^{10}$	R=550 мм
10	$1.001 \cdot 10^6$	$1.1490 \cdot 10^{10}$	R=600 мм; точка минимума невязки с линейным распределением
11	$1.001 \cdot 10^6$	$1.1521 \cdot 10^{10}$	R=650 мм
12	$1.001 \cdot 10^6$	$1.1677 \cdot 10^{10}$	R=700 мм
13	$0.988 \cdot 10^6$	$1.1933 \cdot 10^{10}$	R=750 мм
14	$0.995 \cdot 10^6$	$1.2268 \cdot 10^{10}$	R=800 мм
15	$0.986 \cdot 10^6$	$1.2664 \cdot 10^{10}$	R=850 мм

Таблица М.3 – Напряженность электрического поля при применении двух колец в одной плоскости (радиус первого кольца 350 мм)

№	Максимальная напряженность электрического поля у первого кольца, В/м	Максимальная напряженность электрического поля у второго кольца, В/м	Невязка распределения потенциалов с линейной функцией	Радиус второго кольца, мм
1	$9.946 \cdot 10^6$	$5.425 \cdot 10^6$	$1.1619 \cdot 10^{10}$	150
2	$9.693 \cdot 10^6$	$5.019 \cdot 10^6$	$1.1013 \cdot 10^{10}$	200
3	$9.475 \cdot 10^6$	$4.776 \cdot 10^6$	$1.0959 \cdot 10^{10}$	250
4	$9.421 \cdot 10^6$	$5.177 \cdot 10^6$	$1.1811 \cdot 10^{10}$	300

Таблица М.4 – Напряженность электрического поля при применении двух колец, расстояние по высоте между которыми составляет 1 см (радиус первого кольца 350 мм)

№	Максимальная напряженность электрического поля у первого кольца, В/м	Максимальная напряженность электрического поля у второго кольца, В/м	Невязка распределения потенциалов с линейной функцией	Радиус второго кольца, мм
1	$9.999 \cdot 10^5$	$5.196 \cdot 10^5$	$1.2690 \cdot 10^{10}$	150
2	$9.776 \cdot 10^5$	$4.905 \cdot 10^5$	$1.1917 \cdot 10^{10}$	200
3	$9.336 \cdot 10^5$	$4.874 \cdot 10^5$	$1.1707 \cdot 10^{10}$	250
4	$9.263 \cdot 10^5$	$5.712 \cdot 10^5$	$1.2182 \cdot 10^{10}$	300
5	$8.453 \cdot 10^5$	$7.996 \cdot 10^5$	$1.2697 \cdot 10^{10}$	350

Таблица М.5 – Результаты исследований по выравниванию распределения потенциалов нижним кольцом

№	Высота расположения кольца, м	Радиус кольца, м	Невязка с линейным распределением потенциала
Без верхних колец, трансформатор установлен на земле			
1	0.170	0.150	$4.62672 \cdot 10^{10}$
2		0.200	$4.645437 \cdot 10^{10}$
3		0.250	$4.656695 \cdot 10^{10}$
4		0.300	$4.661981 \cdot 10^{10}$
5		0.350	$4.661070 \cdot 10^{10}$
6	0.140	0.150	$4.589910 \cdot 10^{10}$
7		0.200	$4.608149 \cdot 10^{10}$
8		0.250	$4.620399 \cdot 10^{10}$
9		0.300	$4.625744 \cdot 10^{10}$
10		0.350	$4.626632 \cdot 10^{10}$
11	0.100	0.150	$4.561309 \cdot 10^{10}$
12		0.200	$4.574584 \cdot 10^{10}$
13		0.250	$4.583534 \cdot 10^{10}$
14		0.300	$4.588808 \cdot 10^{10}$
15		0.350	$4.589960 \cdot 10^{10}$
При использовании верхних колец, трансформатор установлен на земле			
16	0.170	0.150	$1.199152 \cdot 10^{10}$
17		0.200	$1.217635 \cdot 10^{10}$
18		0.250	$1.227603 \cdot 10^{10}$
19		0.300	$1.229938 \cdot 10^{10}$
20		0.350	$1.226718 \cdot 10^{10}$
21	0.140	0.150	$1.155258 \cdot 10^{10}$
22		0.200	$1.175021 \cdot 10^{10}$
23		0.250	$1.186143 \cdot 10^{10}$
24		0.300	$1.190430 \cdot 10^{10}$
25		0.350	$1.189767 \cdot 10^{10}$

Продолжение таблицы М.5

№	Высота расположения кольца, м	Радиус кольца, м	Невязка с линейным распределением потенциала
26	0.100	0.150	$1.121658 \cdot 10^{10}$
27		0.200	$1.136242 \cdot 10^{10}$
28		0.250	$1.145490 \cdot 10^{10}$
29		0.300	$1.149945 \cdot 10^{10}$
30		0.350	$1.150805 \cdot 10^{10}$
Без верхних колец, трансформатор установлен на опоре 2.5 м			
31	0.170	0.150	$4.19470 \cdot 10^{10}$
32		0.200	$4.25279 \cdot 10^{10}$
33		0.250	$4.30053 \cdot 10^{10}$
34		0.300	$4.33683 \cdot 10^{10}$
35		0.350	$4.36272 \cdot 10^{10}$
36	0.140	0.150	$4.14040 \cdot 10^{10}$
37		0.200	$4.19951 \cdot 10^{10}$
38		0.250	$4.24900 \cdot 10^{10}$
39		0.300	$4.28227 \cdot 10^{10}$
40		0.350	$4.31143 \cdot 10^{10}$
41	0.100	0.150	$4.09319 \cdot 10^{10}$
42		0.200	$4.14581 \cdot 10^{10}$
43		0.250	$4.19269 \cdot 10^{10}$
44		0.300	$4.23225 \cdot 10^{10}$
45		0.350	$4.26329 \cdot 10^{10}$
При использовании верхних колец, трансформатор установлен на опоре 2.5 м			
46	0.170	0.150	$8.43352 \cdot 10^{9}$
47		0.200	$8.92111 \cdot 10^{9}$
48		0.250	$9.30787 \cdot 10^{9}$
49		0.300	$9.58457 \cdot 10^{9}$
50		0.350	$9.76613 \cdot 10^{9}$

Продолжение таблицы М.5

№	Высота расположения кольца, м	Радиус кольца, м	Невязка с линейным распределением потенциала
51	0.140	0.150	$7.88783 \cdot 10^{9}$
52		0.200	$8.39523 \cdot 10^{9}$
53		0.250	$8.80424 \cdot 10^{9}$
54		0.300	$9.11172 \cdot 10^{9}$
55		0.350	$9.32788 \cdot 10^{9}$
56	0.100	0.150	$7.42982 \cdot 10^{9}$
57		0.200	$7.87849 \cdot 10^{9}$
58		0.250	$8.27609 \cdot 10^{9}$
59		0.300	$8.59512 \cdot 10^{9}$
60		0.350	$8.83586 \cdot 10^{9}$