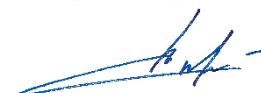


**Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Севастопольский государственный университет»**

На правах рукописи



СМОКТАЛЬ НИКОЛАЙ НИКОЛАЕВИЧ

**СПОСОБ ПОЛУЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ
ПОТЕНЦИАЛЕ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
СИСТЕМЫ ГАЛЬВАНИЧЕСКИ СВЯЗАННЫХ ТЕЛ**

Специальность 2.4.2 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация
на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук, доцент
Завьялов Валерий Михайлович

Севастополь – 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ УСТРОЙСТВ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ.....	11
1.1 Нормативные требования к измерительным трансформаторам напряжения в электроэнергетике	11
1.2 Электромагнитные трансформаторы напряжения	19
1.3 Антирезонансные индуктивные трансформаторы напряжения	22
1.4 Емкостные делители напряжения.....	23
1.5 Волоконно-оптические трансформаторы напряжения	27
1.6 Резистивные и резистивно-емкостные делители напряжения.....	31
1.7 Системы измерения напряжения на принципах использования информации о напряженности поля в окрестности проводника.....	35
Выводы по первой главе	52
ГЛАВА 2. ИЗМЕРЕНИЕ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИСТЕМЫ ГАЛЬВАНИЧЕСКИ СВЯЗАННЫХ ТЕЛ.....	55
2.1 Структура системы измерения напряжения высоковольтной линии.....	55
2.2 Система гальванически связанных тел как источник информации об электрическом потенциале высоковольтной линии	57
2.3 Расчет собственной емкости пассивных тел.....	69
2.4 Определение корректирующих коэффициентов собственной емкости системы гальванически связанных тел.....	77
2.4.1 Конечно-элементное моделирование системы гальванически связанных тел... 77	
2.4.2 Корректирующие зависимости параметров модели системы гальванически связанных тел.....	81
2.4.3 Сравнительный анализ влияния элементов конструкции СГСТ на эквивалентную емкость	94
2.4.4 Исследование влияния внешних электрических полей соседних фаз на погрешность системы измерения напряжения.....	97
Выводы по второй главе	105

ГЛАВА 3. СИСТЕМА ПИТАНИЯ УСТРОЙСТВА СОПРЯЖЕНИЯ.....	108
3.1 Система беспроводной передачи энергии для питания устройства сопряжения	108
3.2 Исследование электромагнитной совместимости источника питания с устройством сопряжения измерительной системы	112
Выводы по третьей главе	120
ГЛАВА 4. ИССЛЕДОВАНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ	122
4.1 Исследование соответствия формы сигнала измерительной системы форме измеряемого напряжения	126
4.2 Проверка линейности выходного сигнала системы измерения напряжения от уровня измеряемого напряжения.....	135
Выводы по четвертой главе	140
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	141
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	143
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	147
ПРИЛОЖЕНИЕ А	164
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	165
ПРИЛОЖЕНИЕ В	169
ПРИЛОЖЕНИЕ Г.....	183

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Высоковольтные электрические сети являются наиболее распространенными в электроэнергетической системе, от качества их функционирования зависит надежность энергообеспечения как промышленных предприятий, так и коммунального хозяйства. Для обеспечения их надежной и безотказной работы, а также защиты от возможных аварийных режимов в структуре электроэнергетической системы используются устройства релейной защиты и автоматики, работа которых основывается на информации о текущем состоянии электроэнергетической системы, в том числе и о величине напряжения в электрической сети.

Для измерения напряжения в электрических сетях преимущественно применяют электромагнитные или емкостные трансформаторы напряжения (ТН). Хотя эти устройства предназначены для передачи информации, а не мощности, они отличаются значительными габаритами. Это вызвано самой трансформацией высокого напряжения, которая требует большой величины магнитного потока, что определяет габариты магнитопровода, а также надежной изоляции, как межвитковой, так и развязывающей первичные и вторичные цепи. Кроме того, в определенных аварийных режимах и электромагнитные и емкостные ТН могут инициировать феррорезонансные явления, способные усугубить развитие аварии.

Развитие электроэнергетики в рамках концепции цифровых подстанций и стандарта МЭК 61850 формирует новые требования к измерительным средствам. Информация в таких системах передается по оптоволоконным линиям, обладающим высокими диэлектрическими свойствами. Это создает предпосылки для разработки принципиально новых измерительных систем напряжения, в которых измерительный орган и устройство первичной обработки имеют гальваническую связь только с высоковольтной линией, будучи полностью изолированными от земли. Традиционные электромагнитные и емкостные ТН, несмотря на широкое распространение, обладают рядом недостатков:

значительные массогабаритные показатели, наличие нелинейных элементов (магнитопроводов), склонность к феррорезонансу и аналоговый выход. Альтернативные решения – оптические трансформаторы или резистивные делители – либо сложны и дороги, либо имеют ограниченное применение.

В этой связи **актуальной** является задача разработки нового способа измерения высокого напряжения, лишенного указанных недостатков. Перспективным представляется подход, основанный на использовании в качестве измерительного органа системы гальванически связанных тел (СГСТ). Такой подход позволяет разместить всю измерительную электронику под потенциалом линии, а гальваническую развязку обеспечить по каналам передачи энергии (беспроводная передача) и информации (оптоволокно). Это открывает путь к созданию компактных, линейных и безопасных измерительных систем для цифровых подстанций.

Степень разработанности темы исследования. Значительный вклад в разработку и исследование средств измерения высокого напряжения внесли отечественные и зарубежные ученые. С.В. Бирюковым разработаны теоретические основы построения электроиндукционных сферических датчиков напряженности электрического поля с чувствительными элементами различной геометрии. Предложены конструкции датчиков различной конфигурации, позволяющие снизить погрешность измерения неоднородных полей, а также компенсационные измерительные цепи, уменьшающие влияние дестабилизирующих факторов. Полученные результаты имеют значение для обоснования выбора геометрии пассивного тела в разрабатываемой системе гальванически связанных тел. Направление бесконтактных D-dot датчиков (Цзин Ван, Чэнь Гао, Пэнчен Чжао) активно развивается, однако данному типу устройств свойственна существенная зависимость от позиционирования и влияния полей соседних фаз. Работы Л.Е. Дударева, М.Х. Зихермана, К.П. Кадомской посвящены исследованию феррорезонанса и разработке антирезонансных измерительных трансформаторов. В.Д. Лебедев и А.А. Яблоков занимались созданием измерительных трансформаторов с разомкнутыми магнитопроводами и разработкой моделей для

анализа их характеристик. Р.Ф. Раскулов провел анализ влияния эксплуатационных факторов на точность измерений, выявив систематический характер погрешностей измерительных трансформаторов напряжения. Вопросы построения емкостных делителей и коррекции их нелинейных характеристик изучались А.М. Дымковым, В.Н. Вавиным, Чжоу Цяном и другими.

Таким образом, при всей глубине проработки отдельных вопросов, системная задача комплексной оптимизации высоковольтных электрических сетей (в диапазоне 6–35 кВ) в целом остается нерешенной. В частности, не нашли удовлетворительного решения вопросы кардинального улучшения массогабаритных показателей и полного исключения нелинейных электромагнитных связей из измерительного органа, что актуально для современных цифровых подстанций. Это определяет необходимость поиска принципиально нового подхода, основанного на использовании системы гальванически связанных тел, что и составляет предмет настоящего исследования.

Целью исследования является разработка способа получения информации об электрическом потенциале высоковольтной линии электропередач, позволяющего на его основе проектировать измерительные системы с улучшенными массогабаритными показателями и линейными характеристиками.

Объектом исследования является электротехнический комплекс, включающий высоковольтную линию электропередач и присоединённые к ней через электрическое сопротивление элементы из электропроводящего материала, а **предметом исследования** является состояние электромагнитного поля в окрестностях рассматриваемого электротехнического комплекса.

Идея исследования заключается в использовании системы гальванически связанных тел для получения информации о потенциале высоковольтной линии без гальванической связи с землей, что позволяет улучшить массогабаритные показатели и исключить нелинейные электромагнитные связи.

Задачи исследования. Для достижения поставленной цели в работе решаются следующие задачи:

1. Синтез структуры, а также разработка математической и компьютерной

моделей электротехнического комплекса в виде системы гальванически связанных тел, устройства сопряжения и системы питания, позволяющих получать информацию об электрическом потенциале высоковольтной линии электропередач.

2. Исследование влияния конструктивных параметров элементов комплекса на параметры его математической модели и электромагнитную совместимость.

3. Разработка и изготовление прототипа измерительной системы, а также экспериментальная проверка его основных характеристик.

Научная новизна работы:

1. Впервые предложена структура системы измерения напряжения, в качестве измерительного органа которой выступает система гальванически связанных тел.

2. Разработана математическая модель системы гальванически связанных тел и устройства сопряжения как средства получения информации о величине напряжения линии электропередач.

3. Получены аналитические зависимости, связывающие эквивалентную собственную емкость пассивного тела системы гальванически связанных тел с её геометрической конфигурацией.

Теоретическая значимость. Результаты приведенных исследований направлены на дальнейшее развитие теории и математического описания систем гальванически связанных тел различной конфигурации, в том числе при наличии значимых внешних источников электрического поля.

Практическая значимость.

Полученные зависимости, математическая и компьютерные модели, а также инженерные методики расчета позволяют на этапе проектирования определять параметры измерительной системы под конкретные технические условия для заданного класса напряжения. Разработанный и испытанный прототип подтверждает возможность создания компактных датчиков напряжения, не провоцирующих феррорезонансные явления, и совместимых с концепцией цифровой подстанции.

Методология и методы исследования. В работе применены: методы теории электромагнитного поля и метода конечных элементов для получения аналитических зависимостей, позволяющих получить информацию о величине электрического потенциала высоковольтной линии электропередач; методы теории автоматического управления и функционального анализа для оценки влияния параметров системы гальванически связанных тел (СГСТ) на характеристики информационных сигналов, отражающих величину потенциала высоковольтной линии электропередач; методы компьютерного моделирования для предварительного подтверждения адекватности полученных математических зависимостей и предварительной оценки влияния на величину погрешности результатов измерений при наличии внешних электрических и магнитных полей; методы планирования и проведения эксперимента для подтверждения адекватности аналитически полученных результатов

Научные положения, выносимые на защиту:

1. Информация об электрическом потенциале линии электропередач может быть получена с помощью системы гальванически связанных тел, одним из элементов которой является линия электропередач, вторым – тело из электропроводящего материала с конечными габаритами, не имеющее гальванической связи с землей, соединенные элементом, обладающим высоким электрическим сопротивлением.

2. Математическая модель системы гальванически связанных тел с ограничивающим сопротивлением описывается уравнениями дифференцирующего звена, в связи с чем для получения сигнала, пропорционального напряжению линии электропередач относительно земли необходимо в устройстве сопряжения проводить интегрирование первичного измеренного сигнала.

3. Эквивалентная емкость пассивного тела зависит не только от формы и геометрических размеров, но и его расстояния относительно линий электропередач.

Степень достоверности полученных результатов работы.

Обоснованность и достоверность научных положений и выводов обеспечиваются корректностью поставленных задач, обоснованностью принятых допущений при теоретическом анализе предложенных методов, сходимостью расчетных и экспериментальных данных.

Личный вклад автора состоит в разработке математической и компьютерной моделей системы гальванически связанных тел, исследовании измерительного органа с использованием компьютерного моделирования, определении корректирующих зависимостей для собственной емкости пассивного тела различной конфигурации, планировании и проведении экспериментальных исследований.

Апробация работы. Основные положения, результаты и выводы диссертационной работы докладывались и обсуждались на Международных и Всероссийских конференциях: XVII всероссийской (девятой международной) научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых (г. Иваново, 2022 г.); Международной научно-практической конференции «Перспективные технологии и материалы» (г. Севастополь, 2022 г.); Международной научно-практической конференции «Экологическая, промышленная и энергетическая безопасность – 2023» (г. Севастополь, 2023 г.); Международной научно-технической конференции «Пром-Инжиниринг» ICIE-2024 (г. Сочи, 2024 г.); Международной научно-технической конференции «Электротехнические комплексы и системы» UralCon-2024 (г. Магнитогорск, 2024 г.); Международной научно-технической конференции «Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности» (г. Чебоксары, 2024 г.); Международной научно-технической конференции «Электротехнические комплексы и системы» ICIE-2025 (г. Сочи, 2025 г.); Международной научно-практической конференции «Экологическая, промышленная и энергетическая безопасность – 2025» (г. Севастополь, 2025 г.); Международной научно-практической конференции «Кибернетика энергетических систем» (г. Новочеркасск, 2025 г.).

Публикации. Содержание диссертационной работы нашло отражение в 15 научных работах, среди которых 3 публикации в изданиях, индексируемых в международных базах данных, 3 публикации в изданиях из перечня ВАК, 10 материалов докладов на всероссийских и международных конференциях. Получено 1 свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы (183 наименования) и четырех приложений. Общий объем диссертации 183 страницы, 82 рисунка и 15 таблиц.

ГЛАВА 1. СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ УСТРОЙСТВ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

1.1 Нормативные требования к измерительным трансформаторам напряжения в электроэнергетике

Измерительные трансформаторы напряжения (ТН) занимают важное место в структуре электроэнергетической системы (ЭЭС), находя применение на всех стадиях – от генерации до потребления электроэнергии. Их основное предназначение связано с трансформацией переменного напряжения заданной величины в напряжение, которое может быть измерено измерительными приборами, использовано в устройствах релейной защиты и автоматики, а также в системах коммерческого учёта электроэнергии.

Места установки ТН зависят от типа сети (открытое распределительное устройство – ОРУ, закрытое распределительное устройство – ЗРУ) и уровня измеряемого напряжения.

В ОРУ ТН устанавливаются:

- 1) на шинах подстанции (ПС) – для измерения напряжения на секциях или системах шин;
- 2) в цепях вводов линий электропередачи (ЛЭП) – для контроля напряжения и синхронизации на линиях связи энергосистем;
- 3) на стороне высокого напряжения силовых трансформаторов – для учёта и защиты;
- 4) в ячейках комплектных распределительных устройств наружной установки (КРУН).

В ЗРУ ТН устанавливаются:

- 1) в ячейках комплектных распределительных устройств (КРУ) 6–35 кВ – обычно устанавливаются на отходящих линиях, секциях шин или вводе;

2) в цепях генераторов и синхронных компенсаторов – для контроля напряжения и защиты;

3) в цепях собственных нужд подстанции – для контроля напряжения на шинах 0,4–10 кВ.

В сетях напряжением 110 кВ и выше ТН, как правило, устанавливаются на опорах воздушных линий (ВЛ), причем в этом случае обычно применяются емкостные делители. В случае элегазовых КРУЭ применяются компактные ТН, встроенные в общий корпус с выключателями и разъединителями.

В состав ЭЭС входит ряд типов измерительных ТН, подразделяющихся по: номинальному напряжению, классу точности, климатическому и конструктивному исполнению [1] и др.

Традиционно наиболее широко применяемыми являются электромагнитные ТН (ЗНОЛ, НТМИ, НАМИ). Этот тип ТН применяется на ОРУ и ЗРУ напряжением 6–750 кВ. Совместно с электромагнитными широко распространены емкостные ТН (НДЕ, НКФ), которые применяются на ОРУ 110–1150 кВ. Каскадные ТН типа НКФ используются на напряжениях 220 кВ и выше.

В качестве примера рассмотрим типовую схему понижающей ПС 35/10(6) кВ, показанную на рисунке 1.1. Она имеет в своем составе ТН для измерений, учета и защиты. Данные ТН могут устанавливаться как на вводе высокого напряжения 35 кВ, так и на стороне 10(6) кВ в зависимости от компоновки ПС. ТН 35 кВ (НТМИ-35 (НАМИ-35), ЗНОЛ-35) – применяются для измерений и защиты, ТН 10(6) кВ (НТМИ-10, ЗНОЛ.06) – для учета и автоматики.

Информация об измеренных значениях напряжений на стороне 35 кВ для указанного типа ТН передается по медным кабелям к системам учета электроэнергии, а также терминалам релейной защиты и автоматики (РЗиА). Использование медных кабелей для передачи сигналов от ТН сопряжено с рядом недостатков, снижающих точность, надежность и безопасность измерений. Длинные кабельные трассы подвержены потерям и падению напряжения. При ненормированной нагрузке вторичных цепей погрешность измерения возрастает. Передача сигнала в аналоговом виде подвержена влиянию индуцируемых ЭДС от

позволяет применять их для передачи данных в соответствии с современными стандартами. Указанные недостатки призваны устранить цифровые решения в области ТН, а именно применение оптического волокна в качестве канала передачи информации.

В настоящее время процесс цифровой трансформации затрагивает все отрасли промышленности РФ. Электроэнергетика, являющаяся одной из ключевых отраслей экономики, также ощущает влияние бурного развития цифровых технологий. Одним из приоритетных направлений государственной политики принято развитие технологий в области электроэнергетики и повышение энергетической эффективности [3].

В рамках цифровизации электроэнергетики России меняются подходы к конструктивным и схемным решениям в области построения систем измерения высокого напряжения [4]. Претерпевают значительные изменения конструкция и принцип работы новых типов измерительных ТН, примерами которых являются оптоэлектронные и электронные ТН. Основные направления развития связаны с отказом от традиционных электромагнитных устройств в пользу цифровых систем измерения напряжения, интегрированных в единую систему Цифровой подстанции [5].

Главными тенденциями в области развития измерительных трансформаторов напряжения являются:

- 1) Замена электромагнитных ТН на цифровые аналоги:
 - электронные ТН с аналого-цифровым преобразованием (АЦП) и выходом [2];
 - оптические ТН на основе эффекта Поккельса;
 - гибридные решения в виде комбинации традиционных ТН с цифровыми интерфейсами.
- 2) Интеграция в цифровые подстанции:
 - данные передаются по SV (Sampled values) вместо аналоговых сигналов;
 - подключение к IED (Intelligent Electronic Devices) – защитам и системам мониторинга.

В таблице 1.1 кратко перечислены преимущества цифровых ТН по сравнению с традиционными [6]

Таблица 1.1 – Сравнение цифровых и традиционных ТН

Параметр	Традиционные ТН	Цифровые ТН
Класс точности	0,5–3,0	0,2–0,5
Условные габариты	Большие	Компактные
Помехозащищенность	Чувствительны к ЭМП	Устойчивы к ЭМП
Диагностика	Ограничена	Онлайн-мониторинг
Срок службы	25–30 лет	Более 30 лет

Основным документом, регламентирующим деятельность по внедрению цифровых технологий в электроэнергетике, является международный стандарт [7], определяющий структуру и взаимосвязь систем внутри подстанции. Стандарт также регламентирует протоколы обмена данными (SV, MMS, GOOSE) между компонентами системы и самой подстанцией, включая требования к конфигурации и архитектуре первичного и вторичного оборудования [8]. Три рассматриваемых протокола передачи данных создают единую коммуникационную среду, объединяя все подсистемы цифровой подстанции как между разными уровнями (вертикальный), так и внутри одного уровня (горизонтальный) [9]:

- SV (Sampled Values) – цифровой протокол, посредством которого от измерительных трансформаторов к устройствам РЗА цифровых подстанций передаются мгновенные значения токов и напряжений [10];

- MMS (Manufacturing Message Specification) – протокол реального времени, обеспечивающий информационный обмен между подстанционным оборудованием и диспетчерским уровнем (SCADA, APM) и лежащий в основе функционирования АСУ ТП [11];

- GOOSE (Generic Object Oriented Substation Event) – протокол обмена дискретными сигналами в реальном времени между интеллектуальными электронными устройствами (IED) цифровой подстанции, используемый для реализации функций управления, релейной защиты и противоаварийной автоматики [11].

Современная архитектура цифровой подстанции [12] реализует модель, имеющую трёхуровневую структуру: полевой (нижний), контроллерный (средний) и стационарный (верхний) уровни (рисунок 1.2).

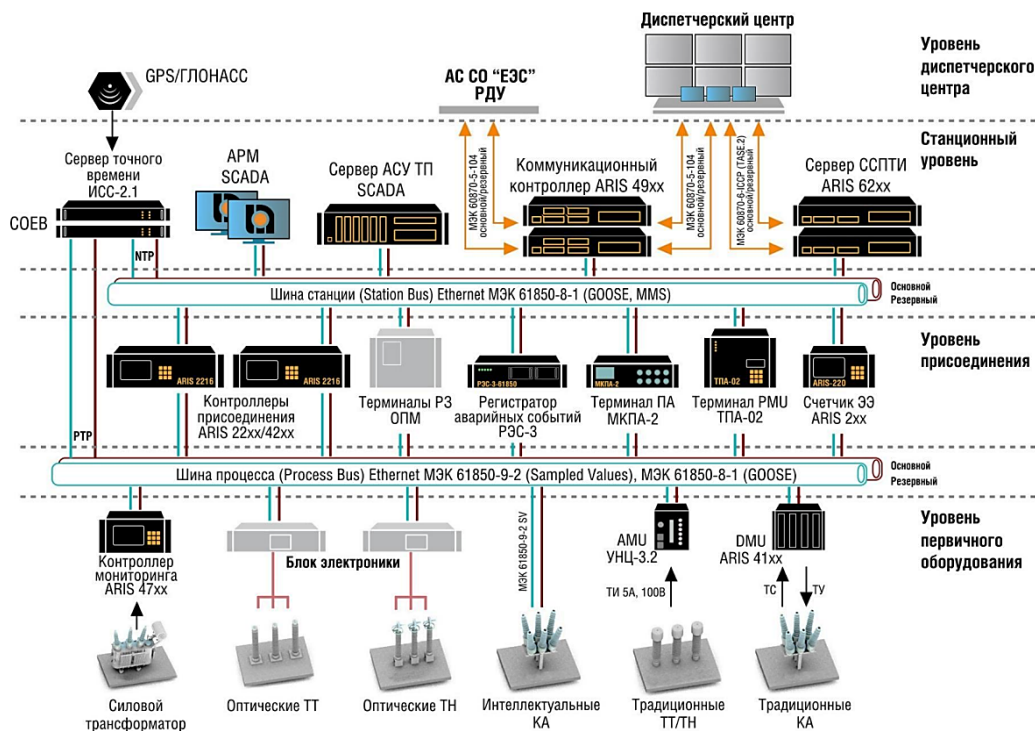


Рисунок 1.2 – Принцип функционирования протоколов связи, регламентированных стандартом МЭК 61850

Каждый из этих уровней реализует как собственную, так и общую для всей станции функции:

- полевой уровень (нижний уровень) включает в себя датчики и измерительные устройства, посредством которых выполняется мониторинг состояния электрооборудования подстанции. Собираемая информация охватывает мгновенные значения токов и напряжений, положение коммутационных аппаратов, а также ряд других эксплуатационных параметров [10, 11];

- уровень присоединения (средний уровень) представлен интеллектуальными электронными устройствами (IED), выполняющими функции управления и контроля: терминалы РЗА, контроллеры присоединений, multifunctional measuring transformers, devices of automated information-measuring control and accounting system

электроэнергии (АИИС КУЭ) и системы мониторинга оборудования. Данные устройства обрабатывают информацию с полевого уровня и реализуют алгоритмы управления подстанцией;

– станционный уровень (верхний уровень) образуют станционные контроллеры, серверное оборудование верхнего уровня (серверы баз данных и АСУ ТП), а также серверные комплексы, обеспечивающие передачу информации телемеханики и АСКУЭ [11, 12];

В зависимости от глубины цифровизации различают два основных типа цифровых подстанций: частично цифровые и полностью цифровые [13]. Они отличаются как по техническому оснащению, так и по функциональным возможностям. Частично цифровые подстанции оснащены микропроцессорными терминалами РЗиА. Полностью цифровые подстанции используют системы управления, поддерживающие все три протокола. Их реализация возможна двумя способами: применение устройств сопряжения (Merging Unit) (рисунок 1.3) рядом с силовым оборудованием для преобразования аналоговых и дискретных сигналов в цифровые и использование нетрадиционных измерительных трансформаторов, передающих данные исключительно в цифровом формате [8]. Выбор между цифровыми трансформаторами и традиционными с АЦП должен основываться на технико-экономическом анализе.

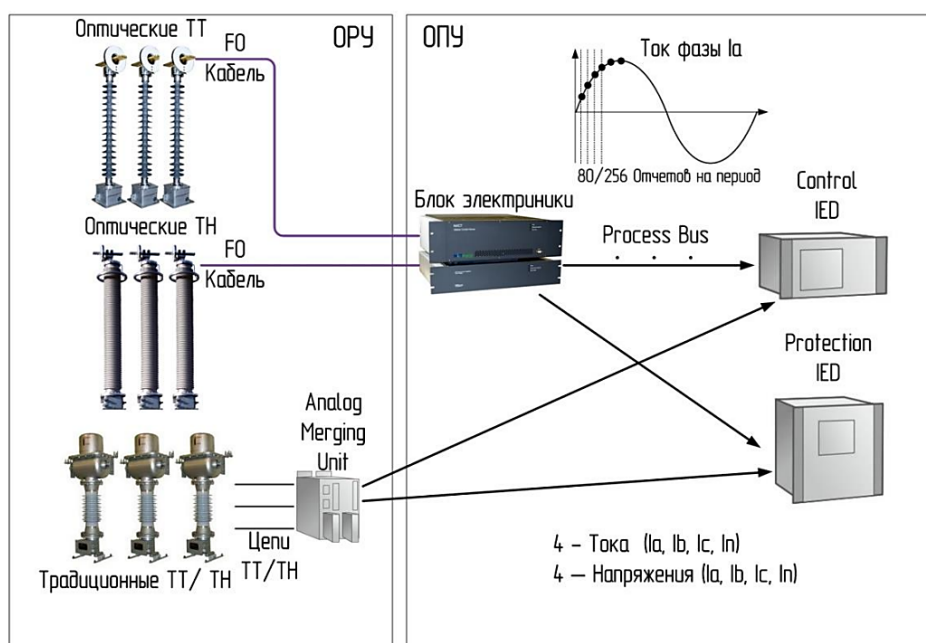


Рисунок 1.3 – Протокол МЭК 61850-9-2 SV

На текущий момент нетрадиционные измерительные трансформаторы с полной цифровой передачей информации не получили широкого распространения и имеют ограниченный опыт эксплуатации.

Рассмотрим классификацию существующих, промышленно применяемых ТН. Классификация ТН определяется их принципом действия, конструктивным исполнением, а также способом изоляции первичных и вторичных цепей.

Одним из главных параметров ТН является класс точности, который согласно [14] классифицирует ТН по назначению:

- ТН (вторичным обмоткам трансформаторов), предназначенным для измерения, следует присваивать классы точности, выбираемые из ряда: 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 3,0;
- ТН (вторичным обмоткам трансформаторов), предназначенным для защиты, следует присваивать классы точности 3Р или 6Р.

В таблице 1.2 приведены классы точности ТН по пределу допустимых погрешностей.

Таблица 1.2 – Пределы допускаемых погрешностей ТН

Класс точности	Предел допускаемой погрешности		
	напряжения, %	угловой	
0,1	$\pm 0,1$	$\pm 5'$	$\pm 0,15$ срад
0,2	$\pm 0,2$	$\pm 10'$	$\pm 0,3$ срад
0,5	$\pm 0,5$	$\pm 20'$	$\pm 0,6$ срад
1,0	$\pm 1,0$	$\pm 40'$	$\pm 1,2$ срад
3,0	$\pm 3,0$	Не нормируют	
3Р	$\pm 3,0$	$\pm 120'$	$\pm 3,5$ срад
6Р	$\pm 6,0$	$\pm 240'$	$\pm 7,0$ срад

На текущий момент являются актуальными вопросы обеспечения точности измерения напряжения при воздействии различных факторов на ТН. Амплитуда и форма измеренного напряжения должна соответствовать их значениям в первичной измеряемой цепи. Без обеспечения достоверности измерений невозможна корректная работа устройств измерения, учета электрической энергии, а также защиты и автоматики.

Ниже подробно рассмотрены особенности конструкции и анализ метрологических характеристик каждого из типов ТН.

1.2 Электромагнитные трансформаторы напряжения

Габаритные размеры и стоимость электромагнитных (индуктивных) трансформаторов возрастают пропорционально классу напряжения, измеряемого трансформатором (ТН типа НКФ-110 весит 840 кг).

С увеличением кратности первичного напряжения потери в магнитопроводе растут из-за повышения индукции. Эти потери приводят к увеличению угловой погрешности электромагнитного трансформатора напряжения [15]. С ростом нелинейности нагрузки вторичных цепей ТН в современных условиях угловая погрешность может значительно отличаться от погрешности на первой гармонике [16].

В последние годы наблюдается тенденция смещения коэффициента мощности нагрузки трансформаторов напряжения в область активно-емкостных значений. При этом ГОСТ 1983-2015 [14] нормирует погрешность ТН для случая активно-индуктивной нагрузки. Указанное расхождение обуславливает необходимость дополнительных исследований с целью корректного определения погрешности.

В ряде работ [17, 18] рассмотрен вопрос влияния искажений синусоидальности кривых измеряемых напряжений на точность измерений напряжения ТН.

Внешние факторы, к которым относится температура окружающей среды, частота тока и напряжения сети, превышающие установленные диапазоны [19] могут значительно влиять на погрешности ТН [20, 21].

При перегрузке вторичных измерительных цепей электромагнитные ТН могут выходить за границы установленного класса точности, что является их существенным недостатком [22].

Так как измеренная величина напряжения передается по протяженным линиям связи снижение точности измерений и, как следствие, дополнительная погрешность в результаты измерений может быть внесена вследствие индуцируемых ЭДС на вторичные цепи [23-25]. Данные особенности могут привести к некорректной работе такого вида трансформаторов в системах релейной защиты и автоматики, а также в системах автоматизированной системы контроля и учета электрической энергии. Существенным недостатком трансформаторов напряжения является риск выноса высокого потенциала с измеряемой высоковольтной линии на вторичные измерительные цепи [24].

Многие ТН на напряжение выше 1 кВ имеют масляную изоляцию, что снижает их надежность. При аварии масло в баке может воспламениться, создавая повышенную угрозу взрыва и пожара [26]. Аварийные отказы измерительных трансформаторов нередко приобретают опасный характер. Так, в ряде случаев их повреждение заканчивалось воспламенением, пожаром в распределительном устройстве или кумулятивным взрывом. Последний, как правило, приводил к разрушению оборудования, установленного по соседству. Кроме того, в процессе эксплуатации необходимо строгое соблюдение требований регламентов [27] по обеспечению постоянного контроля качества трансформаторного масла.

Особенностью конструкции электромагнитного трансформатора напряжения является наличие магнитопровода из электротехнической стали. Конструктивная особенность первичной обмотки – её значительная протяжённость – обуславливает наличие у неё не только заметной индуктивности, но и ёмкости изоляции. Такое сочетание параметров делает обмотку уязвимой к воздействию напряжения с крутым фронтом: внутри неё способны возникать резонансные всплески напряжения. Их следствием становится ускоренное старение изоляционного материала. Работа трансформатора под воздействием переходных режимов приводит к возникновению феррорезонансных явлений [28-31] при наличии емкостных элементов в цепях трансформатора. Вследствие феррорезонанса через обмотки ВН проходят токи, многократно превышающие номинальные значения.

В [32] приводится анализ методов контроля и технического состояния высоковольтных измерительных трансформаторов. В работе [33] приведены результаты комплексного анализа аварийности. Согласно полученным данным, за период 2014–2016 гг. повреждения электротехнического оборудования подстанций и ОРУ становились причиной нарушения электроснабжения потребителей мощностью от 10 МВт и выше в среднем в 30% случаев от общего числа аварий. Доля отказов, приходящихся непосредственно на измерительные трансформаторы, при этом составила около 2% [33]. Отдельно стоит отметить ситуацию в сетях 6–35 кВ: здесь основными причинами выхода из строя измерительных трансформаторов выступают пробой изоляции и феррорезонансные процессы [34]. Среди маслонаполненных ТН 37% отказов вызвано старением изоляции, 11% – нарушением герметичности, феррорезонанс привел к аварии в 14% случаев. Посторонние воздействия привели к аварии в 18%. К ним можно отнести повреждения, вызванные нерасчетными тепловыми нагрузками [32]. Пробой изоляции возникает вследствие воздействия частичных разрядов, а также перегрева изоляции вследствие протекания токов, превышающих допустимые значения [35]. Помимо нагрева изоляции происходит ее постепенное увлажнение [36], что в свою очередь приводит к увеличению диэлектрических потерь [37, 38]. Одним из немаловажных факторов, влияющих на срок службы изоляции являются высокочастотные перенапряжения, сопровождающие коммутации шин РУ разъединителями [39, 40]. При каждом пробое промежутка между контактами разъединителей в сети возникают затухающие электромагнитные колебания с частотой от 50 до 1000 кГц длительностью 10–500 мкс. Количество таких процессов за одну коммутацию составляет от нескольких десятков до нескольких тысяч в зависимости от параметров схемы, класса напряжения, скорости движения контактов разъединителя, а также метеорологических условий. При этом амплитуда колебаний может достигать 3–4 кратной от номинальных значений.

Анализ, выполненный в [41], охватывает период с 1997 по 2007 год. Согласно приведённым в этой работе сведениям, на измерительные трансформаторы напряжения класса 110 кВ приходилось 4,4% всех аварий, зафиксированных на

подстанциях и ОРУ. При этом сам класс 110 кВ характеризуется наибольшей аварийностью – на него приходится порядка 68% случаев. Дополнительно в [40] отмечено, что в 2010–2011 гг. наблюдалась серия повреждений ТН, вызванная продолжительным периодом аномально высоких температур. Следует подчеркнуть, что температурный фактор имеет двусторонний характер: экстремально низкие температуры также оказывают заметное влияние на аварийность ТН.

Феррорезонансные явления приводят к насыщению магнитопровода, что в результате приводит к некорректным значениям измеренных величин в переходном режиме. Насыщение магнитопровода трансформатора накладывает ограничения на частотный диапазон измеряемых значений напряжения [42] и делает его непригодным для измерения гармонического состава напряжения.

Существует ряд известных способов борьбы с феррорезонансными явлениями, наибольшее распространение среди которых получило внедрение в эксплуатацию антирезонансных индуктивных трансформаторов напряжения [43]. Помимо антирезонансных трансформаторов, существуют и другие способы борьбы с феррорезонансом. В частности, в [44] описано применение специальных демпфирующих устройств, размещаемых на вторичной обмотке ТН. Принцип их действия основан на том, что при резком возрастании тока устройство увеличивает сопротивление вторичной цепи. Однако, как показывают данные [45], использование подобных решений не даёт абсолютной гарантии: зафиксированы случаи, когда феррорезонанс возникал даже при наличии таких устройств. Помимо специальных устройств защиты от феррорезонанса существуют антирезонансные ТН типа НАМИ, НАЛИ, НТЗ и др.

1.3 Антирезонансные индуктивные трансформаторы напряжения

Несмотря на ряд рассмотренных недостатков электромагнитных трансформаторов, тем не менее преимущество в применении остается за ними. Основопологающим фактором в данном случае выступает сравнительно низкая их

стоимость в сравнении с другими типами трансформаторов. Явление феррорезонанса требует принятия целого ряда мер по борьбе с его негативными последствиями [46].

Развитие техники привело к созданию отдельного типа измерительного трансформатора – антирезонансного трансформатора напряжения. Конструктивно он схож с классическим индуктивным трансформатором, отличие заключается в искусственном снижении паспортных значений электромагнитной индукции в сердечнике [47], повышении значений активного сопротивления его первичной обмотки (как следствие – рост потерь в первичной обмотке) [48-50] и использовании специальных видов электротехнической стали (толстолистовая) [48,50].

Другим перспективным способом получить антирезонансные характеристики является создание воздушного зазора в магнитопроводе трансформатора. Воздушный зазор линеаризует кривую намагничивания трансформатора. Сложность такого способа состоит в сложности расчетов такого типа трансформатора. Известные методики расчета параметров применимы к замкнутым магнитопроводам, на текущий момент ведется разработка математических моделей для разомкнутых магнитопроводов [51], однако она требует апробации в промышленном применении.

Тем не менее, антирезонансные ТН не гарантируют полной защиты от феррорезонанса [52,53], при том, что их стоимость оказывается в разы больше электромагнитных ТН.

1.4 Емкостные делители напряжения

Емкостные трансформаторы напряжения (ЕТН), или емкостные делители (ЕДН) не подвержены феррорезонансу, что является их несомненным достоинством. Вместе с тем, как и электромагнитные ТН, они относятся к взрыво- и пожароопасному оборудованию. Конструктивно ЕТН состоит из емкостного делителя, приводящего уровень напряжения к требуемому, компенсирующего

реактора и электромагнитного трансформатора напряжения с обмотками, подключаемыми к измерительным цепям, а также обмоток, содержащих демпферное сопротивление.

По характеру распределения ёмкости в высоковольтной части ЕДН можно условно разделить на два класса. К первому относятся делители с сосредоточенной ёмкостью. В их состав входит высоковольтный конденсатор – газонаполненный или вакуумный [53], изоляция которого выбирается исходя из полного измеряемого напряжения, а также плечо низкого напряжения. К достоинствам подобной схемы следует отнести линейность характеристики, стабильность коэффициента деления вне зависимости от внешних условий и слабое обратное воздействие на источник напряжения [54]. Тем не менее, у неё есть и существенный минус: экспериментальное определение коэффициента деления непосредственно при рабочем напряжении сопряжено с серьёзными трудностями.

Второй класс образуют ЕДН, у которых высоковольтная часть построена из последовательно включённых конденсаторов. Такое исполнение представляет больший интерес с практической точки зрения, поскольку позволяет выполнить проверку каждого конденсатора в составе делителя по отдельности.

Ёмкостные трансформаторы напряжения экономически выгодны только на больших классах напряжения. Наличие в конструкции индуктивных и ёмкостных элементов приводит к нелинейности АЧХ ёмкостного трансформатора напряжения в переходных аварийных режимах [55] (рисунок 1.4). Показанная на рисунке кривая имеет три крайние точки, соответствующие частотам 3 Гц, 500 Гц и 650 Гц.

Данная особенность создает сложности применения такого типа измерений в системах релейной защиты и автоматики, а также в цепях анализа качества электроэнергии. В работе [56] описана проблема значительной погрешности измерения, возникающей из-за резонансных явлений в цепях при наличии определенных гармонических составляющих. Явление последовательного резонанса приводит к тому, что величина коэффициента трансформации на резонансной частоте становится выше паспортных значений, что вносит существенную погрешность (порядка 20%) в измеренное значение напряжения.

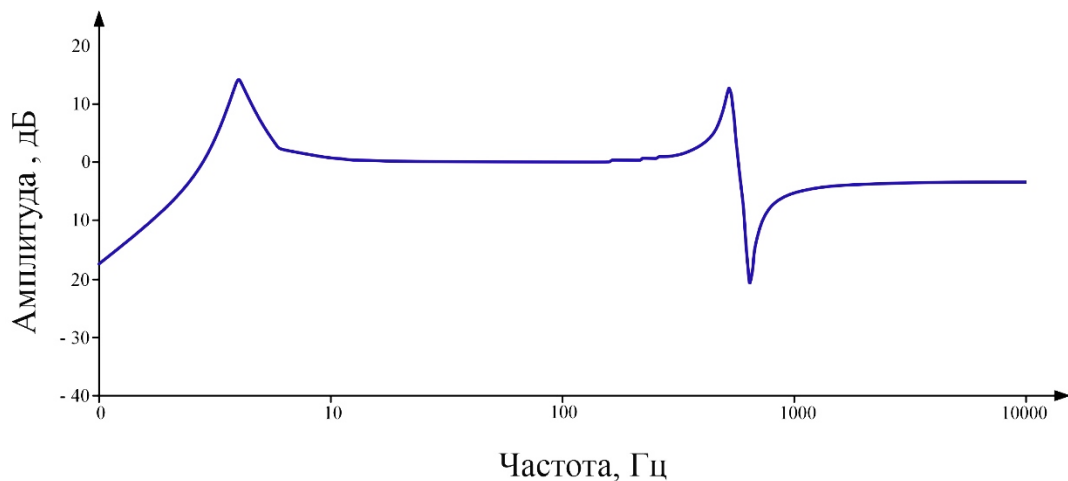


Рисунок 1.4 – АЧХ коэффициента трансформации ЕДН 35 кВ

Для параллельного резонанса ситуация обратна – расчетное значение коэффициента трансформации может оказаться в десятки раз меньше расчетного, соответственно данные замеров будут кратно отличаться в большую сторону от фактических. В [55] предложен метод коррекции погрешности измерения гармоник, путем применения быстро насыщающегося демпфера и демпфера резонансного типа. Этот метод позволяет привести значение погрешности к уровням до 7%. Например, погрешность ТН 35 кВ на 10-й гармонике достигала 81,65% до коррекции, после коррекции она составила 5,54%.

В ряде работ [57, 58] приводятся исследования по способам компенсации негативного влияния переходных процессов на выходные характеристики емкостных трансформаторов напряжения. Все упомянутые методы зависят от параметров емкостного трансформатора напряжения. Как следствие, незначительное изменение этих параметров влияет на эффективность компенсации. Кроме того, большинство представленных подходов требует проведения сложных алгоритмических расчетов, что неприменимо для измерений в реальном времени. В работе [59] приведен новый подход к снижению погрешности измерений, авторы заявляют об эффективности данного метода по сравнению с современным методом динамической компенсации [60]. Однако данные результаты являются итогом компьютерного моделирования и требуют верификации на реальном оборудовании.

Ограничение точности измерений, свойственное высоковольтным конденсаторам делителей, обусловлено их диэлектрическими потерями. Дополнительно следует учитывать, что ёмкость указанных конденсаторов нестабильна: её величина заметно варьируется в зависимости от приложенного напряжения и температурных условий [30]. Отдельного внимания заслуживает поведение ЕДН при повторном включении. Остаточный заряд, сохраняющийся в конденсаторах делителя и других реактивных элементах, приводит к росту погрешности в переходных режимах. Причина этого – увеличение времени рассеяния энергии, которая была накоплена в процессе нормальной работы устройства. Данная особенность затрудняет корректную работу измерительных органов систем защиты и автоматики. Согласно [61] остаточное вторичное напряжение через 0,02 с после снижения фазного первичного напряжения до нуля не должно превышать 10% от номинального значения вторичного напряжения ТН.

Для уменьшения погрешностей емкостного ТН применяют специальные компенсирующие устройства [55]. Наличие емкостей, а также дополнительных компенсирующих реакторов в этих устройствах приводит к увеличению времени переходного процесса в трансформаторе, вследствие чего могут возникнуть недопустимые устойчивые ферромагнитные перенапряжения.

Кроме того, исходя из [62], паразитная емкость компенсирующего реактора оказывает значительное влияние на гармонические характеристики передачи ЕДН, в частности на диапазон частот после точки экстремума амплитуды передаточной характеристики. Паразитная емкость первичной стороны индуктивного трансформатора и взаимная между первичной и вторичной его обмотками влияют на всю частотную область пропускания (рисунок 1.5). Паразитная емкость на землю на вторичной стороне трансформатора не влияет на гармонические передаточные характеристики ЕДН.

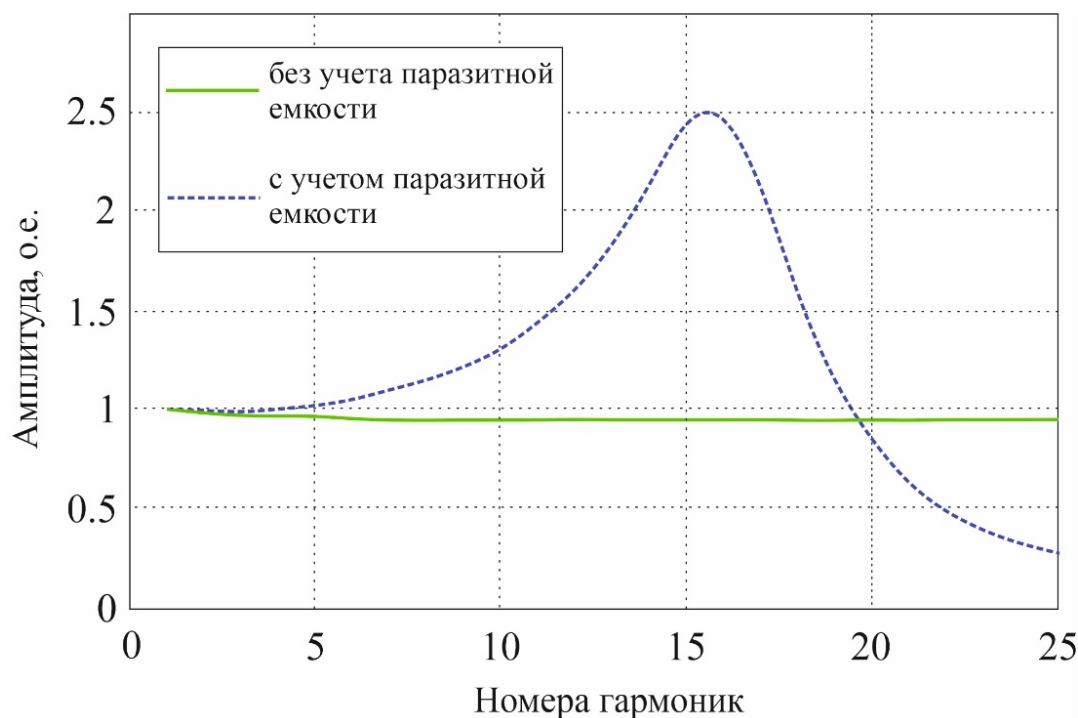


Рисунок 1.5 – Амплитудно-частотная характеристика ЕДН

Из рисунка 1.5 видно, что кривая АЧХ ЕДН монотонно убывает, а степень искажений мала в случае, когда схема замещения не учитывает паразитную емкость. При учете паразитной емкости кривая изменения АЧХ имеет сильное искажение на 16-й гармонике. Появляются точки экстремума, то есть ЕДН обладает эффектом усиления или ослабления гармоник разных порядков. Для борьбы с этими нежелательными явлениями применяется способ подключения балластных сопротивлений к зажимам вторичной обмотки [63].

1.5 Волоконно-оптические трансформаторы напряжения

Наиболее перспективными разработками в части замены традиционных электромагнитных трансформаторов являются волоконно-оптические измерительные трансформаторы напряжения (ВОТН). Сегодня как в нашей стране, так и за её пределами активно развивается направление оптических трансформаторов, принцип действия которых опирается на эффект Поггеля [64, 65]. Отсутствие магнитопровода в их конструкции позволяет избавиться от феррорезонансных явлений. Однако и у оптических трансформаторов напряжения

есть свои недостатки. Их выходной сигнал зависит от таких внешних воздействий как температура, вибрация и давление окружающей среды. Поскольку многие измерительные звенья в измерительной системе ВОТН чувствительны к температуре, например, температурно-индуцированное двулучепреломление оптического волокна – изменение внешней температуры окружающей среды изменит распределение термических напряжений материала оптического волокна [66]. Указанный эффект, происходящий в измерительной части на стороне высокого напряжения, приведет к увеличению фазовой погрешности [67]. Температура окружающей среды ВОТН может изменяться в широких пределах и поддержание ее постоянства является достаточно сложной задачей. Важной является температурная стабильность источника света (лазера) – ее изменение вызовет смещение центральной длины волны падающего спектра. Принцип работы оптического трансформатора требует наличия лазерного источника, который питает оптическую систему, что в результате увеличивает общие габаритные размеры системы.

С развитием новых технологий и материалов в области материаловедения и оптики разработки в области совершенствования ВОТН также активно разрабатываются во многих аспектах. Тем не менее остается нерешенным ряд вопросов, связанных с конструкцией данного типа трансформаторов [68].

Что касается решений в части обеспечения температурной стабильности, существуют технические решения по усовершенствованию отдельных элементов трансформатора, такие как применение малочувствительных к температурным изменениям оптических волокон, кристаллов или терморегулируемых источников света, также существуют разработки в области измерительной системы [69, 70].

Другим аспектом, требующим разработки является снижение погрешности измерений, вызванной рядом факторов. ВОТН получает информацию о параметрах измеренного напряжения косвенным путем через величину оптической мощности, проходящей сквозь чувствительный элемент. Из-за тригонометрического характера зависимости данные этих замеров могут иметь в себе ряд помех. Большинство ВОТН относительно восприимчивы к колебаниям оптической

мощности источника света, обеспечение постоянства и стабильности которой требует существенных материальных затрат [68]. Помимо этого, существуют ошибки измерений и температурный дрейф, обусловленные линейным двулучепреломлением оптических компонентов во всем оптическом тракте. Кроме того, процесс изготовления оптических компонентов является технологически сложным, что неизбежно влечет за собой долю производственных дефектов при изготовлении поляризаторов, как следствие этот дефект дает ошибочную паразитную поляризацию всей оптической системы. ВОН обычно содержит несколько оптических компонентов, которые могут вызывать обратное рассеяние и отражение в оптическом тракте, что приводит к большому количеству паразитных помех и формированию ложных сигналов. Помехи, вызванные этим эффектом, влияют на результирующую точность измерений [71, 72].

Таким образом, актуальными остаются вопросы повышения точности изготовления оптических компонентов, снижения шумов, компенсации температурного дрейфа и линейного двулучепреломления в оптической системе. На практике эти вопросы до сих пор остаются до конца нерешенными, однако ведутся научные исследования по разработке методов снижения негативных факторов.

Хорошие показатели дает применение системы обратной связи с двойным замкнутым контуром регулирования [73]. Диапазон регулирования данной системы показывает хорошую линейность и относительно высокую надежность. Предлагаемая система имеет два контура регулирования. Первый замкнутый контур предназначен для обнуления фазового угла при помощи модуляции и демодуляции оптической рабочей точки. Выходной сигнал детектора реверсируется в соответствии с полярностью модулированной волны. Вторым замкнутым контур сбрасывает модулированную волну, вызванную медленным оптическим дрейфом оптических компонентов.

Следующей проблемой, требующей решения, является поляризация оптического кристалла ВОН. В отсутствие поляризации внутреннее электрическое поле кристалла остаётся нулевым. Ситуация меняется при

поляризации: происходит пространственное разделение положительных и отрицательных зарядов. Внутри кристалла возникает собственное электрическое поле, создаваемое поляризационным зарядом. Его направление противоположно внешнему полю. В ситуации, когда внешнее поле превосходит коэрцитивное, запускается процесс инверсии поляризации в доменной структуре кристалла. Это явление заметно отражается на электрических характеристиках электрооптического кристалла и, как следствие, служит основной предпосылкой его электрического пробоя [65–67].

Существенным недостатком оптических трансформаторов напряжения является задержка в измерениях, которая приводит к увеличению угловой погрешности измеренного напряжения.

Промышленно используемые на сегодняшний день оптические трансформаторы напряжения с малым количеством единичных ячеек Поккельса имеют высокую погрешность измерений, обусловленную искажением распределения напряженности поля, вызванным наличием электрических полей от соседних фаз [74].

Применение металлических экранов со значительной величиной изоляционного промежутка является одной из мер по борьбе с влиянием индуцируемых ЭДС на погрешность измерений. Еще одной мерой является применение в процессе производства более современных электроизоляционных материалов, с большим значением диэлектрической проницаемости [75]. Наличие электромагнитных полей от соседних фаз ставит под собой задачу разработки более совершенных алгоритмов цифровой обработки измеренного сигнала. Стоит учесть, что указанные меры являются сложными в реализации и не способны полностью устранить описанные выше недостатки. В сравнении с оптическими трансформаторами, электромагнитные и емкостные трансформаторы не обладают указанными недостатками.

С целью апробации инновационных решений в части построения цифровых подстанций, а также оснащения систем измерений и защиты преимущественно отечественного производства, производится внедрение оптических измерительных

трансформаторов нового типа – делителей напряжения емкостных электронных (ДНЕЭ), имеющих совмещенный класс точности 3Р для нужд РЗиА и 0,2 для АИИС КУЭ. В работе [76] установлено наличие фазового сдвига между аналоговыми и цифровыми сигналами от ТН, зафиксированными устройствами РЗиА, производящими одновременную запись аналоговых и цифровых сигналов, что вызывает необходимость корректировки существующей и планируемой к выпуску нормативной базы в части уточнения требований к синхронизации времени и регистрации аварийных событий микропроцессорных устройств РЗиА, приведенных в [77]. Также выявлены случаи внесения дополнительных искажений в гармонический состав измеренных напряжений при применении устройств сопряжения с шиной процесса (УСП), что вызывает необходимость дополнительных исследований погрешностей измерения каналами с УСП.

1.6 Резистивные и резистивно-емкостные делители напряжения

Опыт отечественных и зарубежных разработок показывает, что одним из новых типов разрабатываемых средств измерения напряжения являются делители напряжения. Проведя анализ можно выделить три основных их типа: резистивные, емкостные и резистивно-емкостные. Конструкция резистивно-емкостного делителя показана на рисунке 1.6.

Такой способ подключения призван уменьшить изменение сопротивления с течением времени, а также компенсировать влияние изменения температуры окружающей среды [78]. Для передачи измеренного сигнала применяются экранированные коаксиальные кабели. Для предотвращения возможных явлений отражения сигнала на конце такого кабеля устанавливают нагрузочное сопротивление.

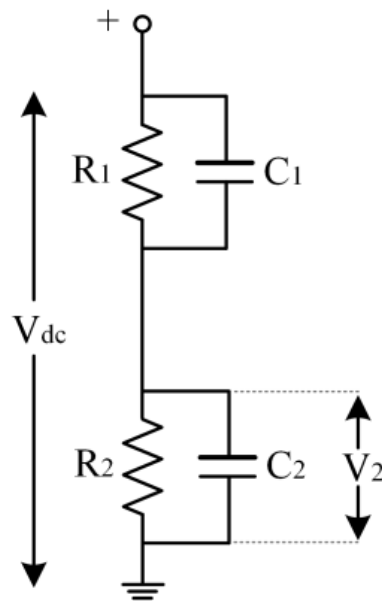


Рисунок 1.6 – Конструкция резистивно-емкостного делителя напряжения

Резистивные делители лишены указанных недостатков электромагнитных и емкостных делителей напряжения. Однако известные конструкции резистивных делителей имеют масляную или элегазовую изоляцию. Основным фактором, сдерживающим переход к твердотельной изоляции, выступает задача отвода тепла. Снижение нагрева резистора за счёт роста его сопротивления также не решает проблему, а лишь добавляет новые: токи электрического смещения и утечки начинают вносить более заметный вклад, что отрицательно отражается на точности измеряемого напряжения.

Расчёт резистивных делителей по инженерным методикам [53, 79–80] на практике предполагает выполнение обширной экспериментальной программы на серии опытных образцов. Собранные в ходе экспериментов данные используются впоследствии для уточнения конструкции, что неизбежно увеличивает временные и материальные затраты. Кроме того, при оценке угловой погрешности высоковольтного резистивного делителя необходимо принимать во внимание не только собственные ёмкости резисторов и элементов первичного преобразователя, но и взаимные.

К факторам, принимаемым в учет при проектировании резистивных делителей, относят вид распределительного устройства (открытое либо закрытое),

этот фактор определяет вид изоляции, а также изоляционные промежутки. Другим важным фактором является класс напряжения сети, параметры которой подлежат измерению. Системы обработки и контроля измеренного напряжения также накладывают свои требования к параметрам разрабатываемой системы измерения напряжения (класс точности, частотный диапазон и т.д.).

Разработкам резистивных и резистивно-емкостных делителей посвящены работы [79-86]. Анализ разработок показывает работоспособность конструкций, однако практически все они являются опытными образцами, испытания которых находятся на этапе лабораторных экспериментов. Исключение составляет отечественная разработка [86], внедренная к эксплуатации на ряде электросетевых компаний. В [87] описан резистивный делитель напряжения, конструктивно выполненный на базе проходного изолятора, что упрощает последующий его монтаж в электроустановке.

Для уменьшения емкостных индуцируемых ЭДС (помех) от внешних источников напряжения или полей авторами предложено использовать экранирующие электроды. Также экранирующие электроды выравнивают распределение электрического поля на поверхности изолирующего корпуса – изолятора.

Резистивные и резистивно-емкостные делители имеют ряд преимуществ по сравнению с другими способами измерения напряжения. Они позволяют измерять как постоянное, так и переменное напряжение в широкой полосе частот (до 500 кГц) [88]. АЧХ индуктивных (электромагнитных) ТН и ЕДН (рисунок 1.7) показывают их меньшую пригодность для измерения быстрых переходных процессов [89], характеризующихся наличием высокочастотных составляющих, что определяет их узкую полосу частот в сравнении с линейной АЧХ резистивно-емкостного делителя [78].

Отсутствие магнитопровода исключает явление феррорезонанса у данного типа измерительных систем. Резистивные делители не накапливают в себе остаточный заряд в силу отсутствия реактивных элементов в своей конструкции.

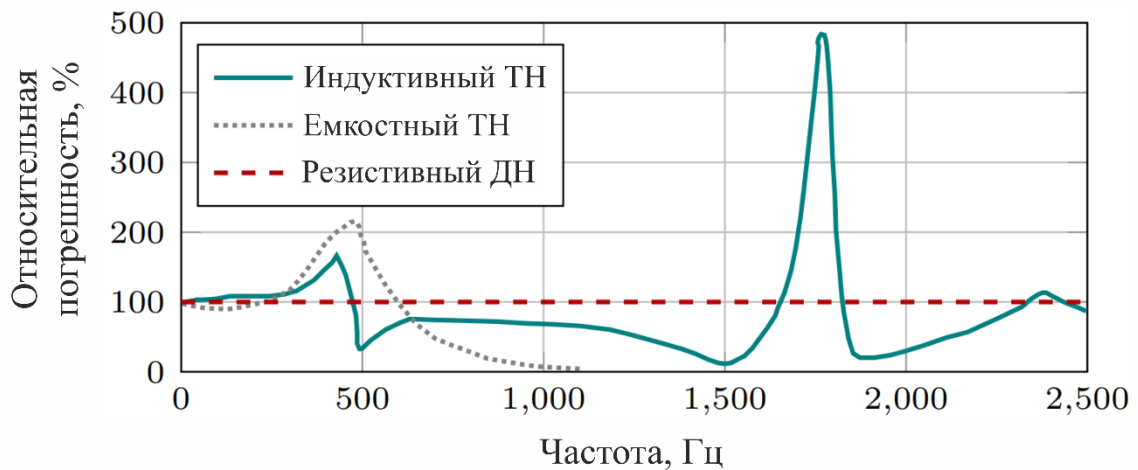


Рисунок 1.7 – АЧХ индуктивного, емкостного ТН и резистивного делителя

Основным фактором, определяющим класс точности резистивных делителей напряжения является качество исполнения резистивных элементов, входящих в состав делителя [90].

Варьирование величины сопротивления вследствие изменения температуры резистивного элемента (температурный коэффициент сопротивления) вносит важную задачу обеспечения требуемого класса точности при изменениях температурных режимов. Применение высокоомных резисторов (с номиналом в десятки или сотни МОм) даёт возможность снизить тепловыделение при подведении напряжения – это прямо следует из закона Джоуля–Ленца. Вместе с тем нельзя упускать из виду, что резистивные элементы обладают не только активным сопротивлением, но и паразитными реактивными составляющими – индуктивной и ёмкостной. Их наличие также вносит свой вклад в погрешность измерений. В частности, ёмкостные токи, порождаемые паразитными ёмкостями, способны заметно влиять на угловую погрешность преобразователя [91]. Также резистивные делители не лишены отрицательного явления индуцируемых ЭДС от соседних фаз.

В работе [83] описан один из способов борьбы с отрицательным воздействием изменений температурного режима на результаты измерений – это подбор параметров первичного и вторичного плечей делителя таких образом, чтобы уравнивать значения их температурных коэффициентов емкости.

Наличие реактивных элементов, а именно паразитных индуктивностей в составных частях резистивно-емкостного делителя напряжения приводит к такому его недостатку как собственная резонансная частота. При наличии в измеряемой сети значений данной частоты данная система измерения будет иметь повышенные значения погрешности. Сам принцип работы резистивного делителя напряжения не позволяет осуществить гальваническую развязку первичной и вторичной цепи, что ставит задачу последующего обеспечения ее при обработке измеренной информации. Не стоит забывать и о нагреве активных сопротивлений в составе резистивного делителя, что как следствие также снижает точность измерений.

Рекомендовано применение резистивных делителей для низкого и среднего классов напряжения, резистивно-емкостных – для высокого класса напряжения [92].

1.7 Системы измерения напряжения на принципах использования информации о напряженности поля в окрестности проводника

В научных публикациях разных стран находят отражение исследования, посвящённые созданию и совершенствованию бесконтактных датчиков напряжения [93, 94]. В основе их функционирования лежит измерение напряжённости электрического поля вблизи высоковольтных линий электропередачи, для которых определяется значение напряжения.

Бесконтактное измерение электрических потенциалов впервые предложено [95] в 1928 году. Вибрирующая пластина помещалась рядом с проводником с неизвестным потенциалом, образуя тем самым изменяющуюся во времени емкость. Напряжение вибрирующей пластины регулировалось до тех пор, пока вибрации не прекращали индуцировать ток через пластину, указывая на то, что потенциал пластины равен искомому потенциалу. Полоса пропускания такого датчика ограничивалась частотой вибрации пластины.

Перспективным решением является бесконтактный способ измерения напряжения, основанный на расчете потенциала измеряемой линии исходя из

измеренных значений электрического поля бесконтактным способом [155]. Значительный вклад в развитие методов измерения электрических полей вблизи высоковольтного оборудования внесён научной школой под руководством С.В. Бирюкова. В [96] разработаны теоретические основы построения электроиндукционных сферических датчиков напряженности электрического поля с чувствительными элементами различной геометрии: сферические сегменты, сферические слои, сферические двугольники (рисунок 1.8).

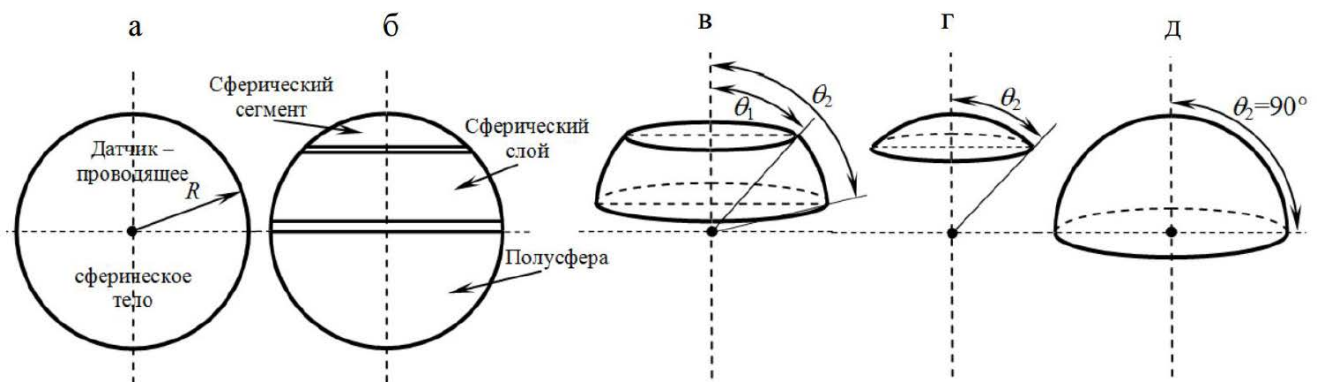


Рисунок 1.8 – Составляющие чувствительных элементов сферического датчика напряженности электрического поля

На рисунке 1.8 показаны составляющие электроиндукционного сферического датчика напряженности электрического поля: а – тело датчика; б – участки тела датчика, используемые в чувствительном элементе (ЧЭ); в – ЧЭ в форме сферического слоя; г – ЧЭ в форме сферического сегмента ($\theta_1 = 0$); д – ЧЭ в форме полусферы ($\theta_1 = 0$) [106].

Предложены одинарные, двойные и сдвоенные конструкции датчиков [97-104], (рисунок 1.9).

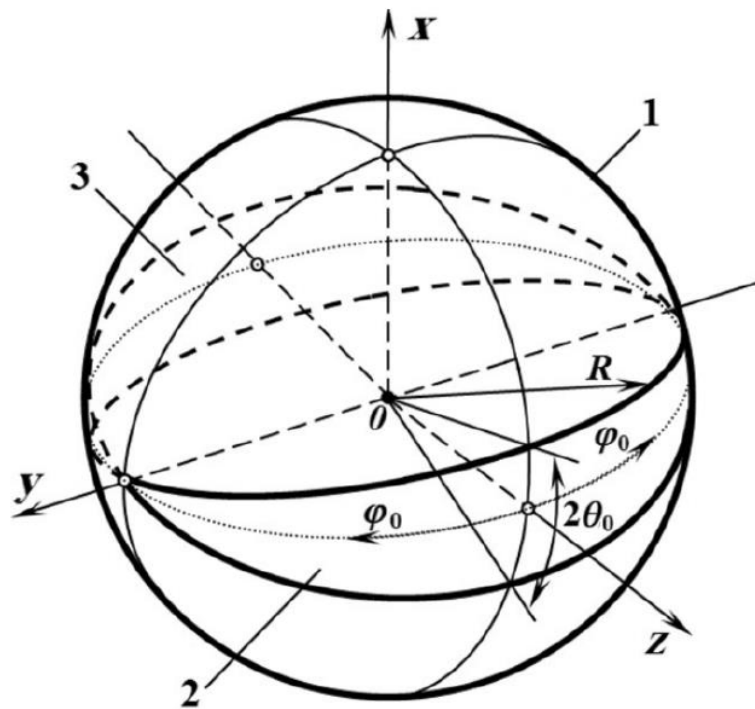


Рисунок 1.9 – Схема сдвоенного датчика напряжённости электрического поля, в котором применены составные чувствительные элементы

На рисунке 1.9 показан двойной датчик на сфере 1 с ЧЭ 2 и 3 в форме сферических двуугольников, ограниченных продольным $2\theta_0$ и поперечным $2\varphi_0$ углами. Разработанные конструкции позволяют снизить погрешность измерения неоднородных полей до $\pm 0,9\%$ за счёт использования метода измерения по среднему значению [105, 106] (рисунок 1.10).

Предложены компенсационные измерительные цепи, уменьшающие влияние дестабилизирующих факторов [107], а также упрощённые конструкции измерительной части датчиков [108, 109].

На рисунке 1.10: δ – погрешность сдвоенного датчика от неоднородности поля; $a = R/d$ – пространственный диапазон измерения; R – радиус сферического тела датчика; d – расстояние от центра сферического тела датчика до источника поля [105].

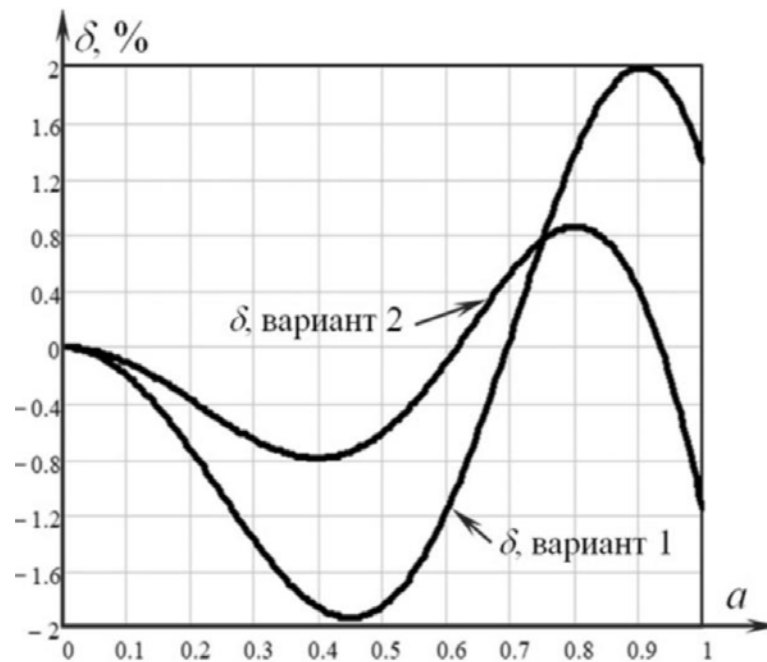


Рисунок 1.10 – Погрешность в пространственном диапазоне a для двух вариантов исполнения сдвоенных датчиков

В работах [110, 111] исследовано влияние геометрии чувствительных элементов на эквивалентную ёмкость датчика, а также разработаны методики расчёта собственной и взаимной ёмкости сферических электродов в однородном и неоднородном полях. Схемы замещения разработанного датчика показаны на рисунке 1.11.

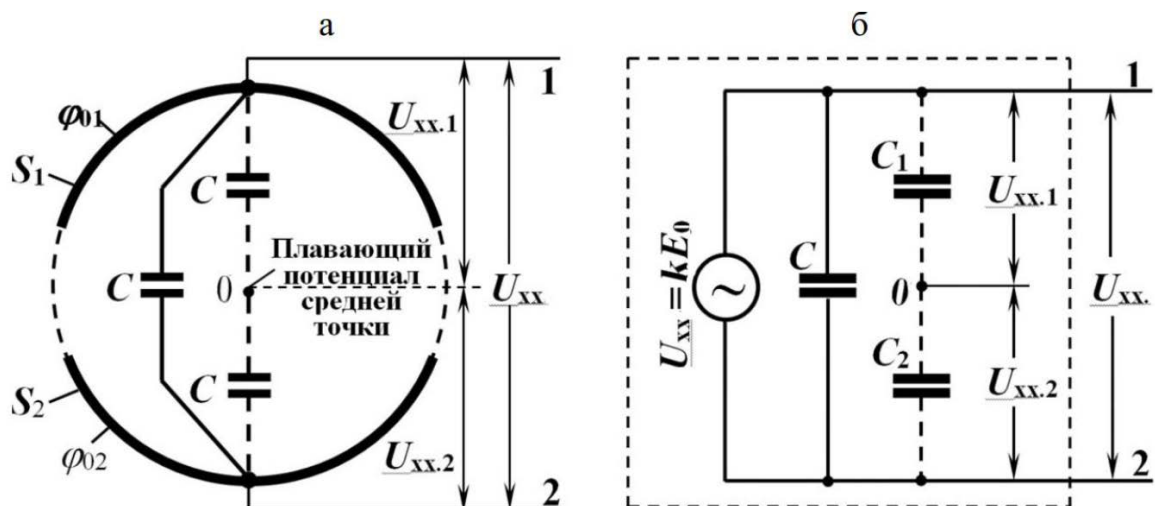


Рисунок 1.11 – Схемы замещения датчика: а – конструктивная, б – эквивалентная электрическая схемы

Получены эмпирические выражения для электрического заряда, напряжения холостого хода и межэлектродной ёмкости в зависимости от углового размера сферических сегментов (рисунок 1.12).

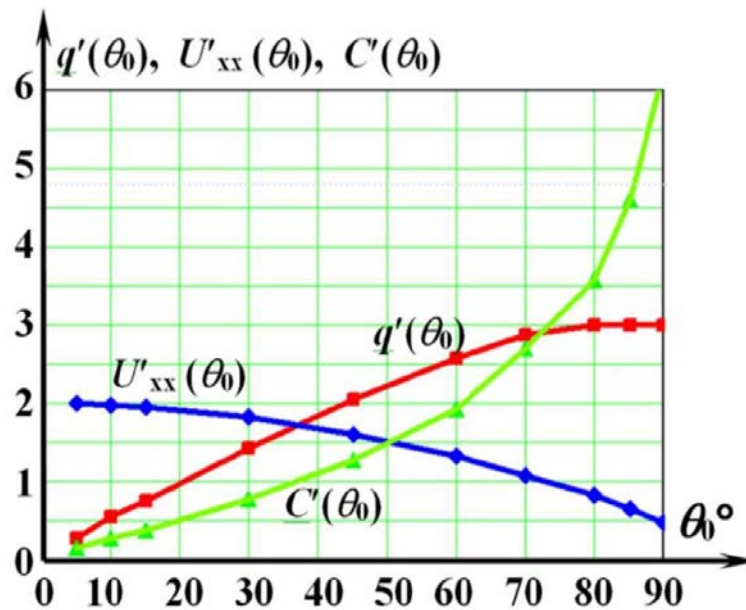


Рисунок 1.12 – Зависимости заряда $q'(\theta_0)$, ёмкости $C'(\theta_0)$ и напряжения холостого хода $U'_{xx}(\theta_0)$ от углового размера θ_0 электродов датчика

Особый интерес для настоящего исследования представляют выводы о влиянии внешних проводящих плоскостей на параметры датчика [112], а также результаты по созданию двух- и трёхкомпонентных сдвоенных датчиков [113, 114] (рисунок 1.13), позволяющих измерять составляющие вектора напряженности электрического поля.

Разработанные конструкции сферических датчиков с разомкнутой системой электродов [110, 111] имеют значение для обоснования выбора геометрии пассивного тела в разрабатываемой системе гальванически связанных тел и могут быть использованы при оценке влияния внешних полей на точность измерений.

На рисунке 1.13 представлен двухкомпонентный датчик напряженности электрического поля, который содержит двенадцать двуугольных сферических электродов, изолированных друг от друга и от проводящего сферического основания.

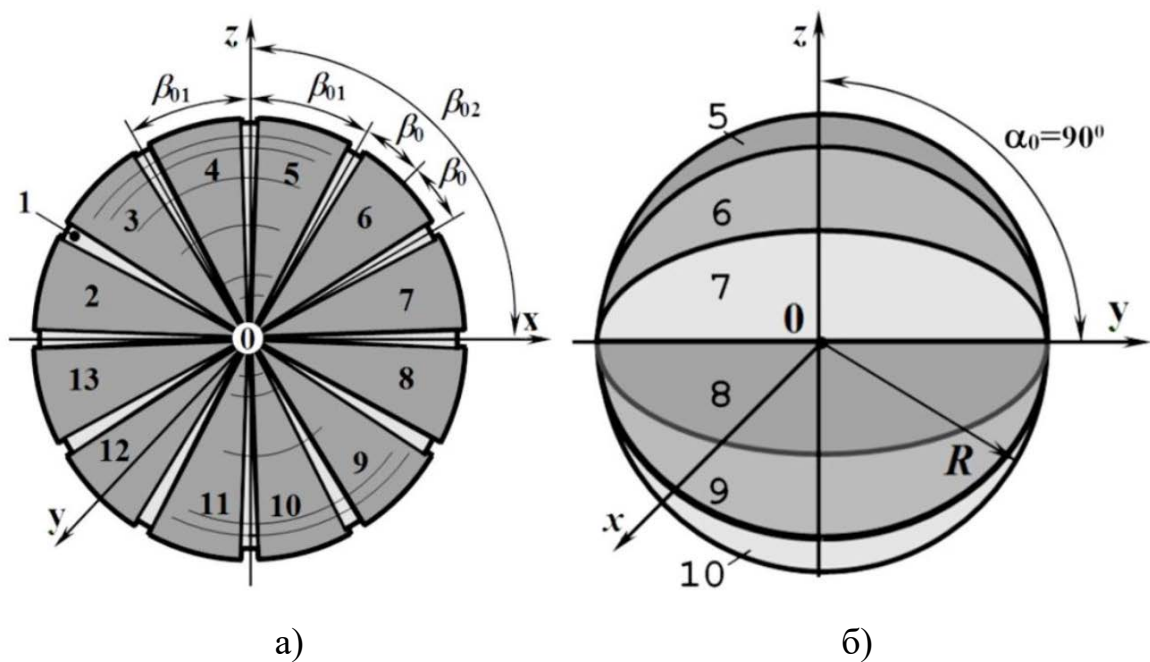


Рисунок 1.13 – Конструктивное решение двухкомпонентного сдвоенного сферического датчика: а – вид на ось y , б – вид на ось x

Эти электроды формируют чувствительные элементы четырёх двойных датчиков (по два на каждой координатной оси). Использование двенадцати двуугольных электродов в сдвоенном двухкомпонентном сферическом датчике позволяет достичь высокой точности измерений в полном пространственном диапазоне при одновременном контроле двух составляющих вектора напряженности электрического поля, что является значительным преимуществом перед существующими аналогами.

В зарубежной литературе примером таких измерительных устройств являются так называемые D-dot датчики электрического поля, название которых происходит от обозначения электрической индукции (электрического смещения). D-dot датчик – это электронный датчик, работающий по принципу измерения напряженности электрического поля. Указанный тип датчика может собирать информацию об электрическом поле непосредственно в области установки датчика, избегая тем самым электрического контакта с проводником. Кроме того, выходной сигнал датчика пропорционален величине напряженности электрического поля в пространстве. Полученное значение напряженности электрического поля в месте расположения датчика, а затем и значение

трехфазного напряжения может быть рассчитано с использованием закона Гаусса в интегральной форме.

На рисунке 1.14 показана принципиальная схема бесконтактного измерительного датчика напряжения, работающего по принципу измерения напряженности электрического поля вокруг проводника, подлежащего измерению.

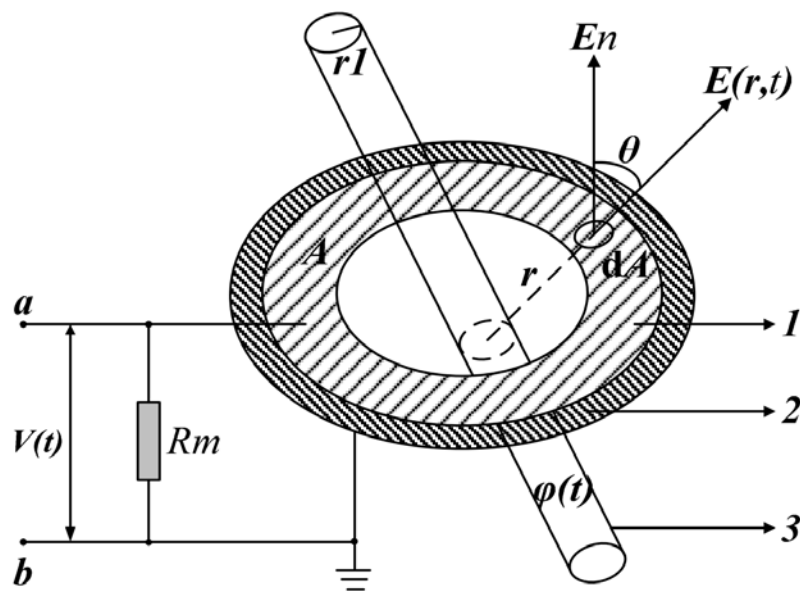


Рисунок 1.14 – Принципиальная схема датчика напряженности электрического поля

В предложенной конструкции [115]: 1 – металлический замкнутый электрод с заданной площадью A , 2 – изолятор, являющийся опорным для металлического электрода и заземленный относительно него, 3 – цилиндрический проводник (линия электропередач), радиусом r_1 , потенциал которой подлежит измерению. Потенциал линии обозначен как $\varphi(t)$. Металлический электрод присоединен одним концом посредством коаксиального проводника к сопротивлению R_m , другой его конец заземляется.

Достоинством такого метода является высокая точность, авторами заявлена точность порядка 0,5%. При этом нерешенными остаются проблемы в сложности установки датчика на линии, а также высокая чувствительность к месту установки

датчика. Точность измерений предлагается повысить за счет оптимизации алгоритма интегрирования.

Существует два основных типа датчиков напряжения, основанных на принципе связи электрического поля: требующие наличия заземления элементов конструкции [116, 117] и с дифференциальным входом [118, 119].

Несимметричные конструкции датчиков с заземлением одного из электродов эквиваленты по своему принципу работы традиционному емкостному делителю напряжения и имеют в своей конструкции всего один электрод. Плечо на высокой стороне напряжения являет собой емкостную связь между электродом и измеряемой линией. Плечо на низкой стороне напряжения представляет собой емкость между электродом и землей. Выходное напряжение такого типа датчиков представляет собой потенциал электрода относительно земли [120]. Такой тип датчиков широко применяется, в частности, для измерения переходных процессов в КРУ с элегазовой изоляцией [121, 122]. Ограничением в его применении является необходимость подключения как к измеряемой линии, так и к заземляющему электроду.

Решением данной проблемы является конструкция датчиков с дифференциальным входом, использующей для своей работы емкостные связи двух электродов с землей и измеряемую линию как плечо высокого напряжения, а также взаимную емкость между двумя электродами как плечо низкого напряжения. Достоинством такой конструкции является отсутствие необходимости заземления [123-125].

Однако датчики с дифференциальным входом требуют значительной величины емкости между дифференциальными электродами для обеспечения условий интегрирования величины напряжения, также они имеют высокий коэффициент деления напряжения [126]. Ряд публикаций [119, 126-127] посвящен исследованиям в области увеличения эквивалентной площади электродов, а также увеличения взаимной емкости между электродами. Тем не менее, анализ результатов исследований показывает недостаточность полученных значений емкости, а также неточность совпадения полученных значений емкости с

расчетными данными. Помимо этого, попытки увеличения площади электродов влекут за собой увеличение габаритных размеров датчика. Также стоит отметить о зависимости взаимной емкости от температуры и влажности окружающей среды. Кроме того, коэффициент трансформации такого датчика сложен в настройке при фиксированной форме электродов.

В традиционных датчиках взаимная емкость (C_{m0}) между электродами определяется геометрией самих электродов (габаритными размерами и расстоянием между электродами), а также параметрами диэлектрика между ними. Все это приводит к малым значениям емкости, составляющим единицы нанофарад, что в итоге ограничивает коэффициент деления напряжения, а также к жестким требованиям к конструкции (к примеру, увеличение габаритов для увеличения площади электродов). В [115] авторы заменяют межэлектродную емкость на многослойный керамический конденсатор с точно заданными параметрами (рисунок 1.15). Преимуществом метода является легкое изменение C_{m0} путем подбора конденсаторов нужного номинала, без изменения конструкции электродов.

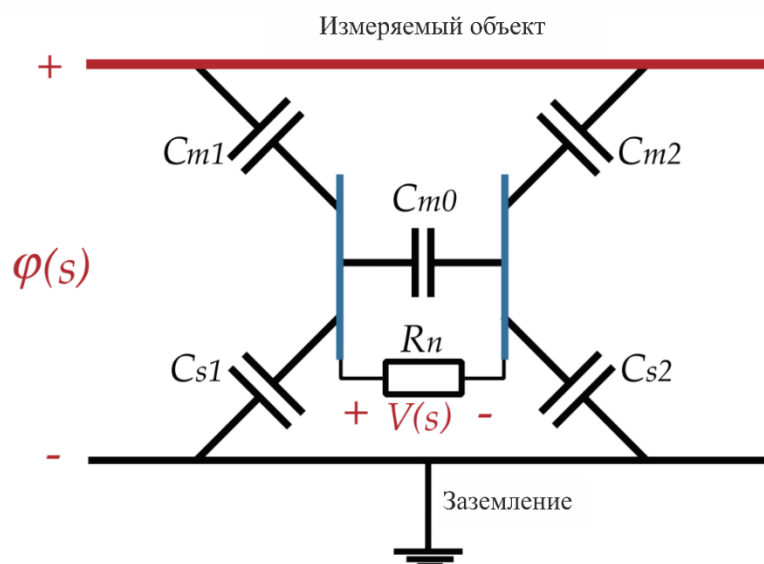


Рисунок 1.15 – Принципиальная схема бесконтактного датчика напряжения

Результаты экспериментов показывают, что на основной частоте датчик имеет хорошие показатели точности ($\pm 0,5\%$), но на высоких частотах ошибка измерений выходит за допустимые пределы. В качестве последующих разработок

предлагается увеличение полосы пропускания за счет использования более совершенной элементной базы.

В исследовании [128] уделено внимание проблеме сложности точного позиционирования бесконтактного датчика напряжения относительно измеряемой линии. Результаты моделирования и экспериментов показывают, что при относительном смещении положения датчика от измеряемой линии на 10 мм под углом 45° относительная погрешность одноэлектродного датчика составит порядка 17%, тогда как относительная погрешность многоэлектродного датчика напряжения, рассчитанная в статье, составляет всего 0,4%. Предложен способ изготовления конструкции датчика посредством многослойной печатной платы для борьбы с помехами от соседних фаз. Для этого используются экранирование, алгоритмы обработки сигналов (например, фильтр Калмана) и специальные конструкции электродов (многослойные массивы электродов), показанные на рисунке 1.16. Погрешность коэффициента трансформации такого датчика составляет порядка $\pm 1\%$, а угловая погрешность – менее 4° .



Рисунок 1.16 – Структурная диаграмма чувствительного элемента датчика напряжения

Внедрение многоэлектродной схемы расположения датчиков (рисунок 1.4) и более совершенного алгоритма обработки сигналов позволяет добиться меньших значений погрешности измерения напряжения. На рисунке 1.17 показана

конструкция с учетом соседней фазы. Особенностью такой схемы является учет наведенных потенциалов, возникающих в измерительной системе из-за внешних электрических полей, в данном случае от проводников соседних фаз. Тем не менее, при всех достигнутых достоинствах описанной конструкции, самими авторами заявлено ограничение применимости датчика только для измерения однофазного сетевого напряжения амплитудой 220 В.

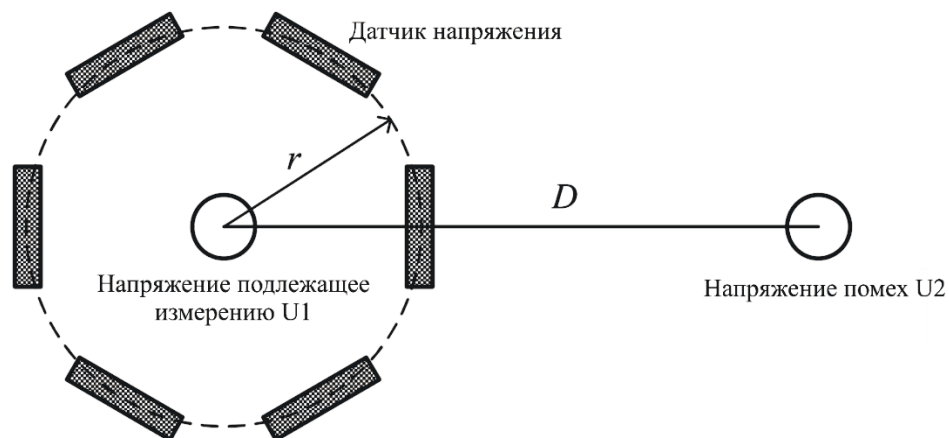


Рисунок 1.17 – Принципиальная схема расположения датчиков многоэлектродной системы

В научной периодике описываются различные подходы в части конструкций датчиков электрического поля. К одной из предлагаемых конструкций относится датчик [129], который состоит из двух диэлектрических элементов (с разной диэлектрической проницаемостью), прикрепленных к токоведущей шине, с отдельными электродами, установленными на конце каждого диэлектрического элемента. Такое расположение создает структуру емкостного моста с электрической точки зрения. Достоинством предложенного датчика являются малые габаритные размеры, при этом он устанавливается непосредственно на измеряемую линию, а также имеет широкий частотный диапазон. К недостаткам относится необходимость разработки системы питания, так как в предложенной конструкции питание датчика осуществлялось от гальванического элемента, что существенно снижает непрерывность работы данной системы. Также в выходном

напряжении датчика присутствуют гармонические составляющие, отсутствующие во входном напряжении.

Одним из способов повышения точности измерений датчиками электрического поля является увеличение площади приемной поверхности [111], однако данное решение увеличивает массогабаритные показатели датчика.

В работе [131] исследовано воздействие краевых эффектов на границах симметричных электродов датчика. Данные эффекты могут привести к тому, что фактическая величина емкости датчика может превысить расчетные значения. Авторами предложено внесение в конструкцию датчика эквипотенциального замкнутого металлического кольца вокруг измерительных электродов для устранения краевых эффектов и обеспечения однородности электрического поля между электродами.

Анализ устройств бесконтактного измерения высокого напряжения показывает, что при всех своих преимуществах они имеют и недостатки. На величину измеренного сигнала с датчика влияет диаметр провода линии, материал изоляции провода, относительное отклонение положения датчика и/или шины, влажность окружающей среды, а также температура, изменение которой может быть обусловлено как погодными условиями, так и токовым нагревом проводника, напряжение которого требуется измерить. В то же время такие датчики подвержены влиянию помех от соседних фаз, а также периферийных источников электрического поля. Токи, индуцированные от сторонних источников поля, усиливаются интегратором, что порождает фундаментальный компромисс между точностью измерений напряжения и соотношениями сигнал/шум датчика. Кроме того, бесконтактный способ контроля напряжения не позволяет определить на какой из близко расположенных токоведущих частей электроустановки есть напряжение, а на какой нет, так как индуцированная ЭДС пропорциональна суммарной напряженности электрического поля, созданного всеми находящимися под напряжением токоведущими частями.

Решением проблемы наличия шумов в измеренном сигнале служит установка каскадом двух аналоговых фильтров [132]: фильтра высоких частот (ФВЧ),

пропускающего сигналы до 60 Гц и подавляющего высокочастотные составляющие, за которым следует интегратор для восстановления исходного сигнала напряжения. Проблемой, требующей решения является то, что в отличие от идеального у реального ФВЧ нет резкого перехода между полосой пропускания и полосой среза. Данная особенность вносит значительные фазовые искажения в измеренный сигнал.

Примером систем, осуществляющих функции автонастройки для измерения различных уровней напряжения, являются [133, 134]. В [135] предложен метод самокалибровки датчика, заключающийся в использовании динамического изменения ёмкости для автоматической коррекции коэффициента передачи датчика напряжения без необходимости определения параметров измеряемой линии (диаметр провода, материал изоляции, расстояние до датчика) или внешних эталонных источников. Предложенный датчик имеет две конфигурации: базовую и калибровочную. На рисунке 1.12 показана эквивалентная схема бесконтактного датчика напряжения с калибровкой по двум емкостям.

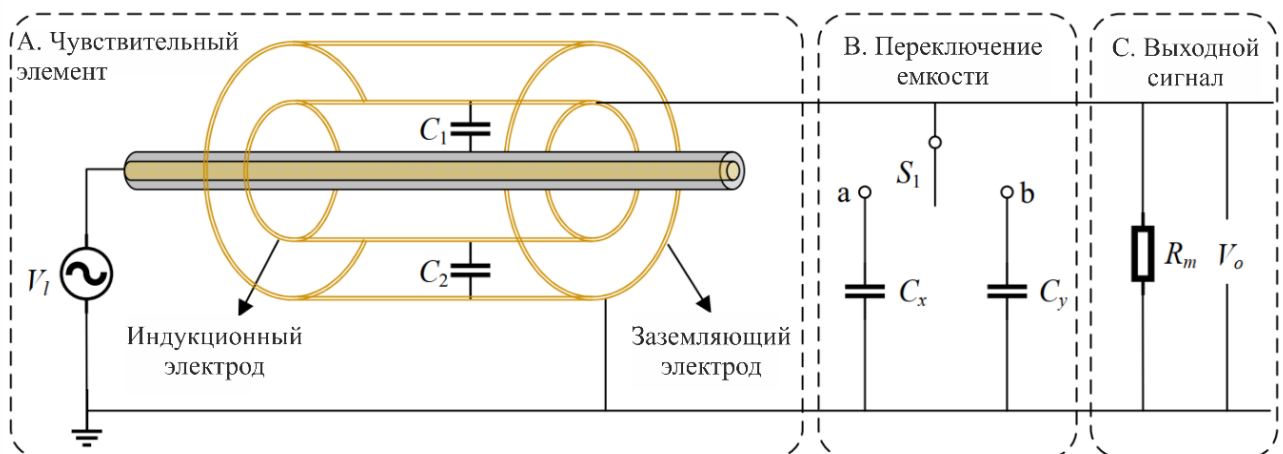


Рисунок 1.18 – Эквивалентная схема бесконтактного датчика напряжения с калибровкой по двум емкостям

В базовой конфигурации замер напряжения происходит через фиксированную емкость C_x . Калибровочная конфигурация добавляет вторую известную емкость C_y (или изменяет её), что меняет коэффициент деления напряжения. Переключение между конфигурациями выполняется удалённо

посредством изменения положения ключа из положения «*a*» в положение «*b*», например, через Wi-Fi или реле. Заявленная относительная погрешность по амплитуде напряжения составляет 0,89 %, а погрешность фазового угла 1,57 %. Авторы заявляют о недостатках предложенной схемы, а именно необходимости наличия точки заземления для подключения экранирующего электрода. В будущих исследованиях ожидается разработка устройства не требующего заземляющего контакта. Кроме того, датчик тестировался только на низковольтных сетях (до 300 В), для измерения высоких напряжений требуются последующие доработки.

Ряд проблем, существующих в бесконтактном принципе измерения напряжения, таких как неправильное распределение датчиков в окрестностях ЛЭП и нестабильная точность измерения, решается в работе [136]. Разработана новая конструкция датчика с параллельно распределенными электродами. Путем моделирования опробован новый метод бесконтактного измерения напряжения воздушных линий электропередач. Метод базируется на алгоритме Гаусса-Чебышева для определения оптимального места установки датчика в окрестности линии. Результаты тестов показали уменьшение искажений и увеличение точности измерений напряжения ЛЭП 10–20 кВ, с относительной погрешностью 0,4 %.

Анализ научной периодики бесконтактных датчиков напряжения показал, что преобладающее большинство представленных конструкций представляют собой емкостные датчики, проектируемые для внедрения в различные компоненты систем передачи и распределения электроэнергии. В системах распределения электроэнергии среднего напряжения емкостные датчики напряжения внедряются как автономные емкостные трансформаторы напряжения (иногда называемые емкостными трансформаторами малой мощности [137] (LPVT – low power voltage transformers), конструкция которых показана на рисунке 1.19, задачей которых является измерение напряжения для цепей учета и/или защиты.

Емкостные датчики, сконфигурированные как емкостные делители напряжения, применяются в распределительных устройствах среднего напряжения, шкафах управления и силовых трансформаторах.

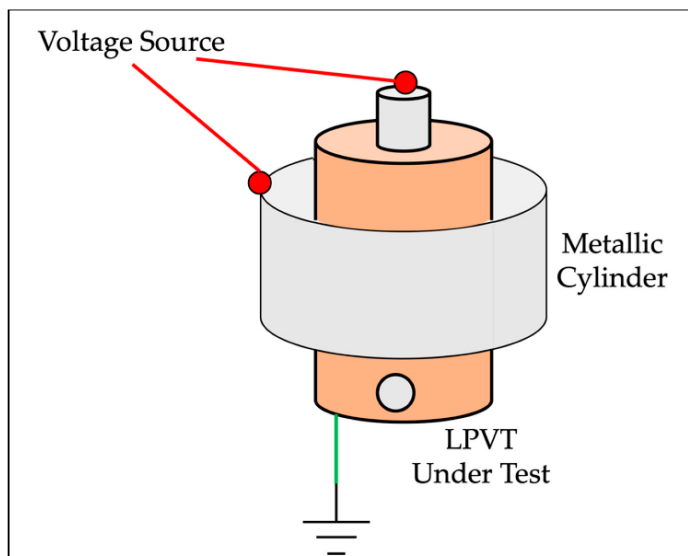


Рисунок 1.19 – Конструкция емкостного трансформатора напряжения малой мощности

Активное развитие цифровой энергетики увеличивает потребность в точных устройствах измерения напряжения в распределительных сетях или на подстанциях. Для удовлетворения задач развития умных сетей (Smart Grid) такие емкостные датчики должны быть прежде всего компактными (например, чтобы они могли поместиться в доступное пространство в существующем распределительном устройстве, шкафу управления или на трансформаторе), а также желательно чтобы конструктивно они были интегрированы в уже существующие элементы электроустановки промышленного исполнения, например, проходного либо опорного изолятора.

Важно отметить работы научной группы под руководством А.И. Хальясмаа, посвящённые бесконтактному контролю режимов работы линий электропередачи 6–10 кВ. В [138] разработана физико-математическая модель формирования сигналов индуктивных бесконтактных датчиков, опирающаяся на закон Био–Савара–Лапласа и закон Фарадея об электромагнитной индукции. Модель является вычислительно лёгкой альтернативой трудоёмким расчётам методом конечных элементов и позволяет интерпретировать сигналы датчиков в зависимости от геометрии ЛЭП и ориентации датчика.

Для автоматизированного выявления изменений режимов работы ЛЭП

предложена система, использующая три ёмкостных и шесть индуктивных бесконтактных датчиков [139]. Детекция момента изменения режима выполняется на основе кратковременного преобразования Фурье (окно 256 отсчётов, шаг 128) с расчётом изменения энергии основной гармоники суммы сигналов группы датчиков. Классификация событий (нормальный режим, однофазное замыкание на землю до и после точки установки датчиков) реализована интерпретируемым деревом решений с агрегированием решений. Средняя точность классификации составила 70,5% при тестировании на 129 файлах.

Разработанный подход также применён для выявления бездоговорного потребления электроэнергии в распределительных сетях 6–10 кВ [140]. В качестве диагностического признака используется изменение энергии основной гармоники промышленной частоты (50 Гц), оцениваемое по результатам кратковременного преобразования Фурье. Пространственная интерпретация основана на согласованности откликов последовательных точек контроля: срабатывание датчика, расположенного по ходу потока мощности ранее, при отсутствии сопоставимого отклика следующего датчика трактуется как признак подключения нагрузки на участке ЛЭП между двумя датчиками. Экспериментальная проверка выполнена на лабораторной модели трёхфазной ЛЭП и в полевых условиях на действующей линии 10 кВ, что подтвердило применимость подхода для мониторинга событий в сетях 6–10 кВ.

Кроме того, в работах [141] предложена архитектура интеллектуальной системы поддержки принятия решений для контроля и диагностики электротехнических комплексов, включающая модули сбора данных, диагностики, прогнозирования состояния и формирования рекомендаций. Особенностью системы являются используемые методы интеллектуального анализа данных на основе ансамблевых моделей для классификации и нейронных сетей для прогнозирования, что может быть адаптировано для задач мониторинга ЛЭП.

Патентные исследования в области таких датчиков показали, что большая часть предлагаемых устройств подобного типа относится к индикаторам наличия или отсутствия высокого напряжения в электроустановке [142–149].

Одной из задач при проектировании датчиков напряжения для высоковольтных ЛЭП является обеспечение надежной гальванической развязки между линией электропередачи и вторичными цепями передачи измеренной информации. В настоящее время практически все датчики напряжения такого типа строятся по принципу, когда гальваническая развязка осуществляется посредством измерительного элемента (электромагнитный ТН, резистивные и резистивно-емкостные делители, ЕТН, и т.д.). В то же время, внедрение стандарта [7] предполагает возможность передачи информации от измерительного органа по оптическим каналам связи, которые являются диэлектриком и позволяют обеспечить гальваническую развязку по каналу передачи информации. Это позволяет исключить необходимость гальванической развязки между высоковольтной линией электропередач и измерительным органом датчика [150].

Учитывая, что для преобразования измеренной информации в цифровой код необходимо устройство сопряжения (УС), питаемое от источника напряжения, стоит отметить, что источник также будет иметь гальваническую связь с высоковольтной линией, что следует учитывать при проектировании такого типа измерительных систем. Здесь могут использоваться различные решения. Например, энергию можно получать от напряженности электрического поля вокруг высоковольтной линии электропередач [151], подводить посредством лазерного луча [152] или использовать технологии беспроводной передачи энергии [153,154]. Недостатком питания датчика от поля линии электропередач является то, что датчик будет обесточен при отключенной линии электропередач и при подаче напряжения на линию датчику будет необходимо время на переходные процессы и инициализацию программы микроконтроллера. Это неприемлемо при использовании измерительной системы для целей РЗиА. Недостатком второго способа питания посредством оптоволокну и лазера является сокращение со временем эмиссии лазера, и как следствие необходимость периодической замены оптической системы [75]. В связи с этим, наиболее предпочтительной системой надежного питания датчика напряжения будет система на базе технологий

беспроводной передачи энергии, использующей в качестве первичного источника энергии систему оперативного тока подстанции.

Выводы по первой главе

Проведенный обзор научно-технической литературы, как отечественной, так и зарубежной по проблематике измерения напряжения в электроэнергетических системах выявил широкий спектр публикаций по этой теме. Это свидетельствует о том, что рассматриваемое направление сохраняет высокую актуальность.

Анализ существующих исследований позволяет выделить следующую тенденцию. Наряду с традиционными электромагнитными и емкостными делителями напряжения, которые нашли широкое промышленное применение, активно разрабатываются измерительные устройства нового поколения. Целью таких разработок является улучшение конструктивных и метрологических характеристик средств измерения напряжения.

Антирезонансные трансформаторы частично решают недостатки электромагнитных трансформаторов, в частности они не подвержены опасному явлению феррорезонанса. Тем не менее, полной защиты от феррорезонансных явлений они обеспечить не могут. Также антирезонансные трансформаторы широко не применяются в электроэнергетических системах в виду сложности расчета их конструктивных параметров.

Сфера применения резистивных и резистивно-емкостных делителей напряжения на текущий момент ограничивается большей частью лабораторными испытаниями за некоторыми исключениями.

Одним из основных векторов научно-технического развития устройств измерения напряжения приняты оптические трансформаторы напряжения. Имея ряд достоинств, нивелирующих недостатки электромагнитных трансформаторов и емкостных делителей напряжения, они, тем не менее, имеют и собственные недостатки. К числу внешних факторов, определяющих выходной сигнал ВОН, относятся температура, вибрация, а также давление окружающей среды.

Особенностью работы оптических трансформаторов является присутствие угловой задержки в измерениях. Стоимость производства ВОТН заметно выше производства электромагнитных и емкостных трансформаторов. Конструкция оптической системы в составе ВОТН является сложной, подверженной поляризации и влиянию полей соседних фаз на точность измерений (погрешность может достигнуть порядка 10%). Кроме того, целесообразность применения оптических трансформаторов напряжения ограничивается большим классом напряжений измеряемой линии.

В зарубежной научной периодике приводятся результаты исследований по созданию и усовершенствованию нового типа измерительных систем, а именно бесконтактных датчиков напряжения, принцип работы которых основан на измерении напряженности электрического поля в окрестности высоковольтных линий электропередач. Тем не менее, данные системы также не лишены своих недостатков, над решением которых ведутся исследования. К особенностям работы такого типа датчиков относится необходимость точного позиционирования датчика относительно линии, в противном случае точность измерений окажется неудовлетворительной. Эксперименты показали, что для повышения точности измерений в конструкции датчиков необходимо присутствие экранирующего электрода, требующего связи с землей в свою очередь. Таким образом, существует риск пробоя изоляции датчика с последующим замыканием на землю, что нивелирует главное достоинство такого типа датчиков – отсутствие гальванической связи с измеряемой линией. На величину измеренного сигнала с датчика влияет диаметр провода линии, материал изоляции провода, относительное отклонение положения датчика и/или шины, влажность окружающей среды, а также температура, изменение которой может быть обусловлено как погодными условиями, так и токовым нагревом проводника, напряжение которого требуется измерить. Имеется ряд разработок по компенсации каждого из указанных факторов, однако все это в результате усложняет конечную конструкцию системы.

Таким образом, встает вопрос о необходимости разработки измерительной

системы, работающей по принципу электростатической индукции, не подверженной явлению феррорезонанса, имеющей меньшую удельную стоимость, меньшие габариты и не требующей гальванической развязки на стороне высокого напряжения.

Требуется разработка математической и компьютерной моделей такого типа измерительной системы. В качестве источника питания устройства сопряжения следует разработать систему электропитания.

Необходимо исследовать электромагнитную совместимость элементов измерительной системы в части эффективности функционирования системы питания и каналов передачи информации.

Для подтверждения адекватности теоретического обоснования необходимо провести лабораторные испытания характеристики измерительной системы работающей по принципу системы гальванически связанных тел.

ГЛАВА 2. ИЗМЕРЕНИЕ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИСТЕМЫ ГАЛЬВАНИЧЕСКИ СВЯЗАННЫХ ТЕЛ

2.1 Структура системы измерения напряжения высоковольтной линии

Одной из главных задач при проектировании систем измерения напряжения для высоковольтных линий электропередач является обеспечение надежной гальванической развязки между линией электропередач и вторичными цепями передачи измеренной информации. В настоящее время практически все устройства для измерения переменного высокого напряжения промышленной частоты строятся по принципу, когда гальваническая развязка осуществляется посредством измерительного элемента (измерительный ТН, ЕТН и т.д.) [155]. Внедрение стандарта [10] позволяет построить систему измерения напряжения, не требующую гальванической развязки измерительного элемента от ЛЭП. Функциональная схема такой измерительной системы приведена на рисунке 2.1.

Данная схема наглядно отображает ключевой принцип работы разработанной системы измерения напряжения, который заключается в строгом разделении всех цепей на две группы: гальванически связанные с высоковольтной ЛЭП и гальванически с ней не связанные. Это разделение обеспечивает безопасность и полное соответствие требованиям современных цифровых подстанций.

В верхней части схемы, обозначенной как зона высокого потенциала, расположены элементы, непосредственно связанные с ЛЭП. Измерительный орган на базе системы гальванически связанных тел (СГСТ), является ключевой частью системы. Первичный измеренный сигнал с измерительного органа поступает в устройство сопряжения (УС), в котором происходит его обработка и преобразование в цифровой вид.

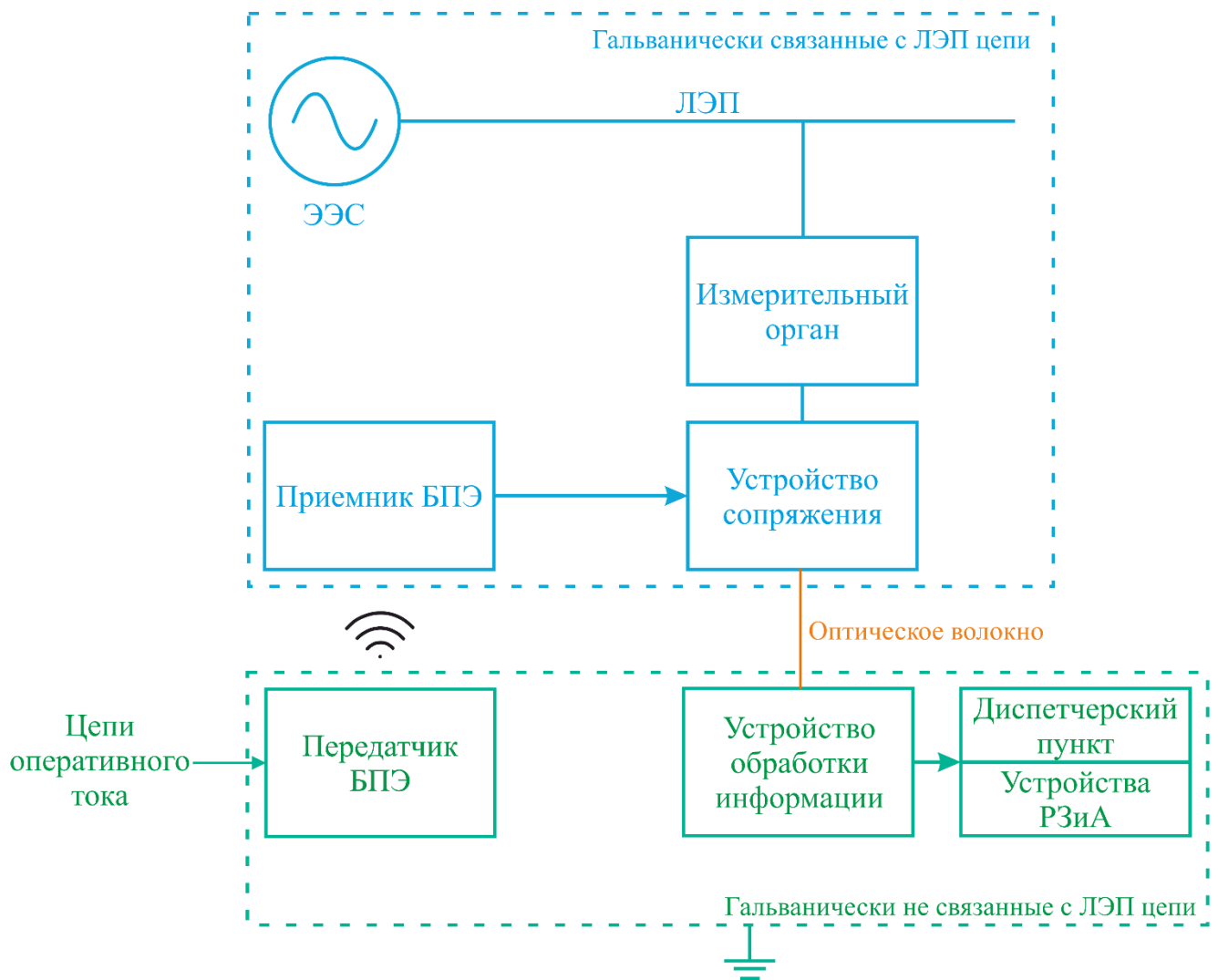


Рисунок 2.1 – Функциональная схема измерительной системы

Электропитание УС, находящегося под потенциалом ЛЭП, обеспечивается через систему беспроводной передачи энергии (БПЭ), а именно через её приемную часть. Разделение цепей высокого и низкого потенциала реализовано с помощью двух технологий, исключающих электрический контакт. Во-первых, это оптическое волокно, которое обеспечивает гальваническую развязку по информационному каналу. Цифровые данные об измеренном напряжении передаются световыми импульсами, что делает канал невосприимчивым к электромагнитным помехам и исключает риск выноса высокого потенциала во вторичные цепи. Во-вторых, это сама система БПЭ, которая обеспечивает гальваническую развязку по силовому каналу. Передача энергии происходит за

счет электромагнитной индукции между передающей и приемной катушками через воздушный зазор.

По оптоволоконной линии цифровая информация приходит на устройство обработки, где выполняется её подготовка к дальнейшей передаче в соответствии со стандартными протоколами цифровой подстанции. Что касается конечных получателей данных о напряжении – ими выступают интеллектуальные устройства РЗА, а также системы диспетчеризации и управления [10].

Таким образом, предложена новая архитектура, где традиционный громоздкий ТН заменен компактным измерительным органом, а гальваническая развязка обеспечена двумя высокотехнологичными барьерами – энергетическим (беспроводная передача энергии) и информационным (оптоволокно). Это решение позволяет создать компактную, безопасную и интегрируемую в концепцию цифровой подстанции систему измерения напряжения.

2.2 Система гальванически связанных тел как источник информации об электрическом потенциале высоковольтной линии

Принцип работы предлагаемого измерительного органа системы измерения напряжения основан на использовании системы из двух гальванически связанных тел, выполненных из проводящего материала [155].

В качестве одного из гальванически связанных тел выступает провод ЛЭП, находящийся под напряжением и обладающий электрическим потенциалом, генерируемым источником напряжения, питающим линию электропередачи. В дальнейшем это тело будем называть активным.

Вторым элементом служит металлический предмет произвольной формы относительно небольшого размера, имеющий единственную гальваническую связь – с проводом линии электропередачи. Данное тело будем называть пассивным. Гальваническая связь осуществляется через резистор, имеющий активное электрическое сопротивление, как это схематически показано на рисунке 2.2.

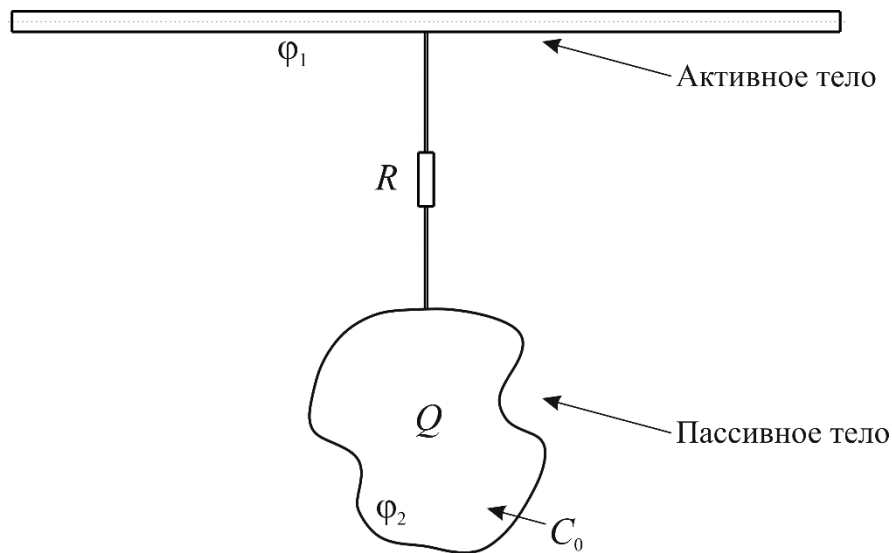


Рисунок 2.2 – Система гальванически связанных тел

Электрический потенциал φ_1 формируется источником ЭДС, питающим линию электропередач, и является величиной, подлежащей измерению. Потенциал φ_2 определяется геометрией второго тела и величиной избыточного заряда Q . Учитывая, что φ_1 отражает напряжение линии относительно земли, его величина изменяется по синусоидальному закону. Потенциал φ_2 в силу наличия гальванической связи с φ_1 стремится выровнять с ним свое значение. Это выравнивание происходит путем перетока зарядов между активным и пассивным телами. Переток зарядов осуществляется не мгновенно, а с инерционностью, обусловленной ограничением скорости прохождения зарядов в единицу времени через сопротивление R . Таким образом, постоянное изменение потенциала φ_1 и стремление φ_2 к выравниванию с φ_1 формируют ток, протекающий через гальваническую связь R . Получение информации о напряжении провода линии электропередач путем измерения с последующей обработкой тока протекающего через гальваническую связь с сопротивлением R и лежит в основе принципа работы измерительного органа системы измерения напряжения на базе СГСТ. Говоря о влиянии величины сопротивления R на параметры системы, можно сделать выводы: при $R \rightarrow 0$ $\varphi_1(t) \approx \varphi_2(t)$, а при $R \rightarrow \infty$ пассивное тело остается незаряженным.

Проведем математическое описание физической модели, приведенной на рисунке 2.3. В качестве второго тела, для примера, будем рассматривать полый

металлический шар с радиусом r . В качестве измеряемого сигнала будем рассматривать падение напряжения на сопротивлении R .

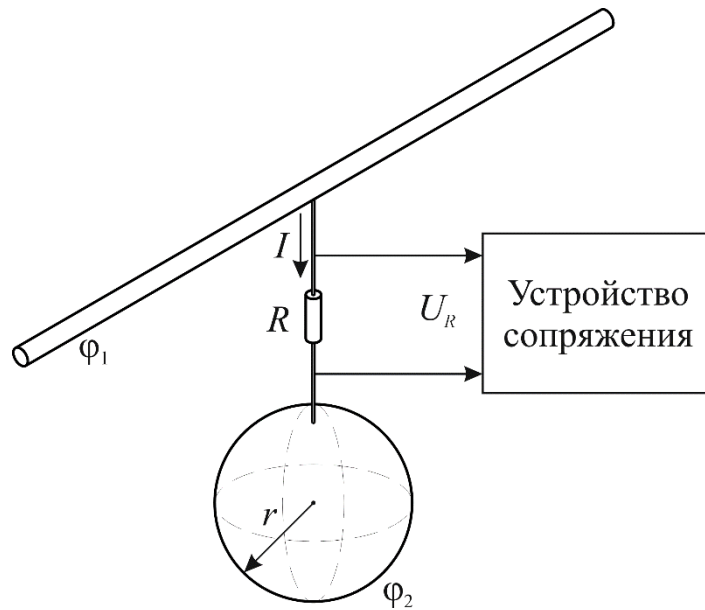


Рисунок 2.3 – Физическая модель СГСТ

Будем считать, что входное сопротивление устройства сопряжения, на который поступает измеряемый сигнал на порядки больше величины R , и не оказывает влияния на процесс обмена носителями зарядов между гальванически связанными телами.

Величина тока, протекающего через сопротивление, определяется уравнением:

$$I = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{R}. \quad (2.1)$$

Электрический потенциал φ_1 рассматривается относительно земли и отражает фазное напряжение линии электропередач, подлежащее измерению. Электрический потенциал φ_2 выразим через величину электрического заряда [156] присутствующего на пассивном теле, который будет определяться выражением:

$$\Phi_2 = \frac{Q}{C_0}, \quad (2.2)$$

где C_0 – собственная электрическая емкость пассивного тела, Φ .

Выразив электрический ток, как количество заряда, проходящего через сечение в единицу времени:

$$I = \frac{dQ}{dt} \quad (2.3)$$

и подставив (2.2) и (2.3) в (2.1) получим зависимость:

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{\Phi_1 - Q/C_0}{R}. \quad (2.4)$$

Для дальнейшего анализа полученной математической модели применим преобразование Лапласа к уравнениям (2.3) и (2.4):

$$\left. \begin{aligned} Q(p)pR + Q(p)/C_0 &= \Phi_1(p); \\ Q(p)p &= I(p), \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

где p – оператор дифференцирования по времени.

Дополнив (2.5) уравнением для выходной цепи $U_R(p) = RI(p)$, где U_R – падение напряжения на измерительном резисторе, и введя постоянную времени $T = RC_0$, построим на их основе структурную схему для измерительного органа системы измерения напряжения, показанную на рисунке 2.4.

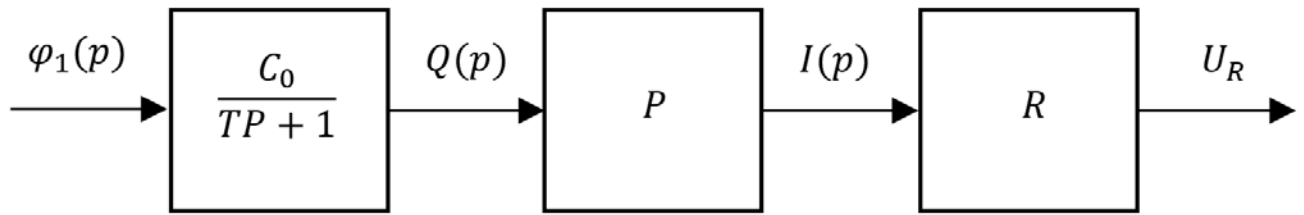


Рисунок 2.4 – Структурная схема измерительного органа системы измерения напряжения

Используя суммарную передаточную функцию измерительного органа системы измерения напряжения:

$$W(p) = \frac{U_R(p)}{\varphi_1(p)} = \frac{Tp}{Tp + 1} \quad (2.6)$$

и перейдя в частотную область, произведя замену $p \rightarrow j\omega$ получим зависимости для амплитудно-частотной $A(\omega)$ и фазо-частотной $\theta(\omega)$ характеристик:

$$A(\omega) = \sqrt{\left(\frac{\omega^2 T^2}{\omega^2 T^2 + 1} \right)^2 + \left(\frac{\omega T}{\omega^2 T^2 + 1} \right)^2}, \quad (2.7)$$

$$\theta(\omega) = \arctg \frac{1}{\omega T}.$$

Полученная математическая модель (2.6) соответствует реальному дифференцирующему звену, коэффициент усиления которого с увеличением частоты стремится к единице. Его логарифмические амплитудно- и фазо-частотные характеристики (ЛАЧХ и ЛФЧХ) приведены на рисунке 2.5.

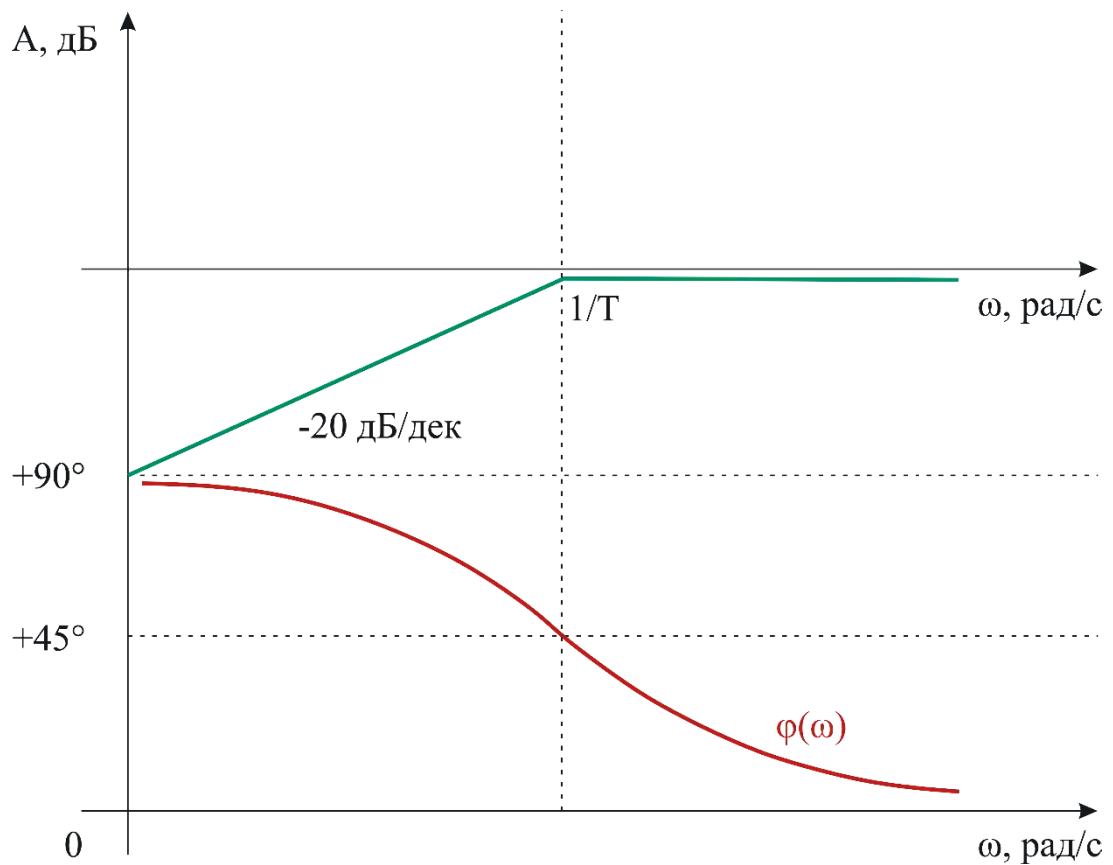


Рисунок 2.5 – ЛАЧХ и ЛФЧХ реального динамического звена

В разрабатываемой измерительной системе предполагается что линейные размеры пассивного тела будут составлять единицы сантиметров, чему будет соответствовать собственная емкость порядка единиц пикофарад. Угловая частота основной гармоники измеряемого сигнала будет составлять: $\omega_s \approx 314$ рад/сек. При этих условиях:

$$\left(\frac{\omega^2 T^2}{\omega^2 T^2 + 1} \right)^2 \ll \left(\frac{\omega T}{\omega^2 T^2 + 1} \right)^2,$$

$$\omega^2 T^2 \ll 1,$$

исходя из чего выражение (2.7) можно преобразовать к виду:

$$A(\omega) \approx \omega T = \omega RC_0. \quad (2.8)$$

Также, принимая во внимание, что при рассматриваемых габаритах пассивного тела $\omega T \ll 1$, фазо-частотная характеристика будет определяться зависимостью:

$$\theta(\omega) = \arctg \frac{1}{\omega T} \approx \arctg(\infty) = \frac{\pi}{2}. \quad (2.9)$$

Зависимости (2.8) и (2.9) соответствуют дифференцирующему звену, что показывает возможность рассмотрения измерительного органа системы измерения напряжения в области рабочих частот как идеальное дифференцирующее звено (рисунок 2.6).

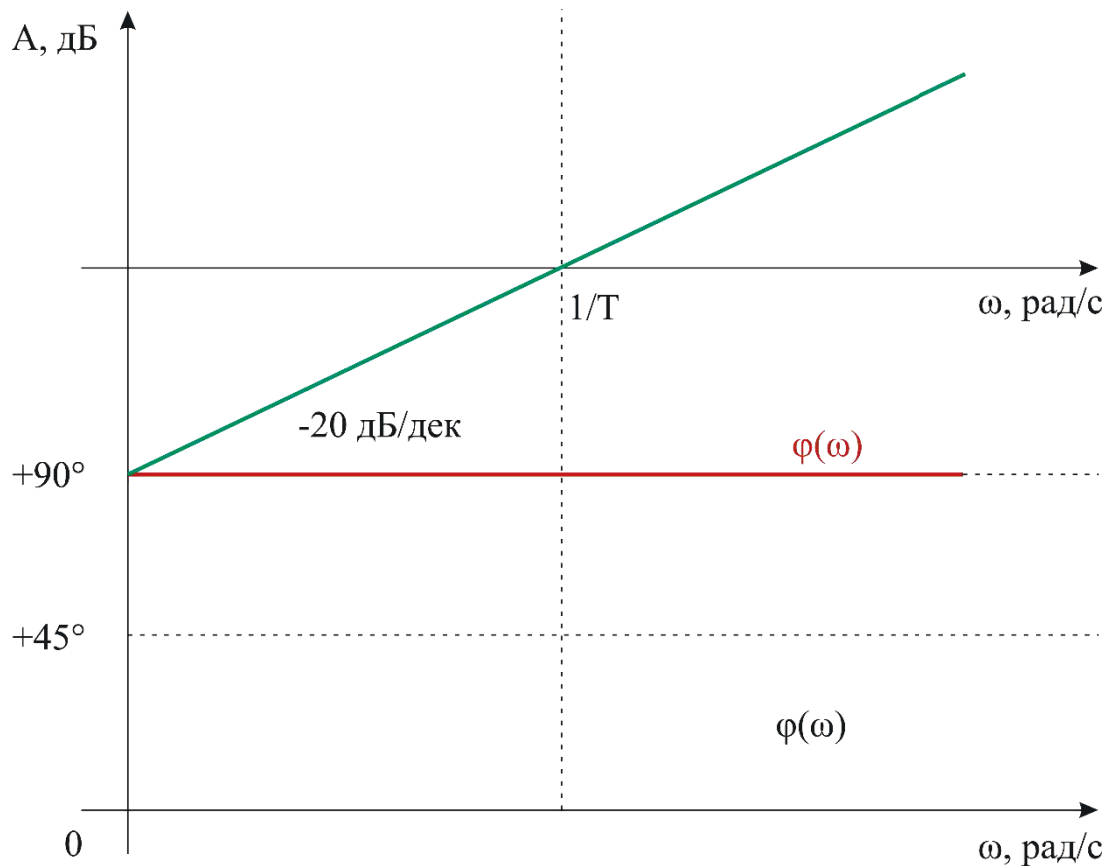


Рисунок 2.6 – ЛАЧХ и ЛФЧХ идеального дифференцирующего звена

Таким образом, ЛАЧХ становится линейной: $L(\omega) = \omega T$, ЛФЧХ становится постоянной: $\varphi(\omega) = \pi/2$ (90°).

Конструктивной особенностью предлагаемой системы измерения напряжения является непосредственная гальваническая связь измерительного

органа и устройства сопряжения с высоковольтной ЛЭП. Гальваническая развязка со вторичными цепями реализована в канале передачи измеренной информации посредством оптоволоконного канала связи, а также в канале передачи энергии для питания устройства сопряжения с использованием технологий беспроводной передачи энергии [171]. Структурная схема устройства показана на рисунке 2.7.

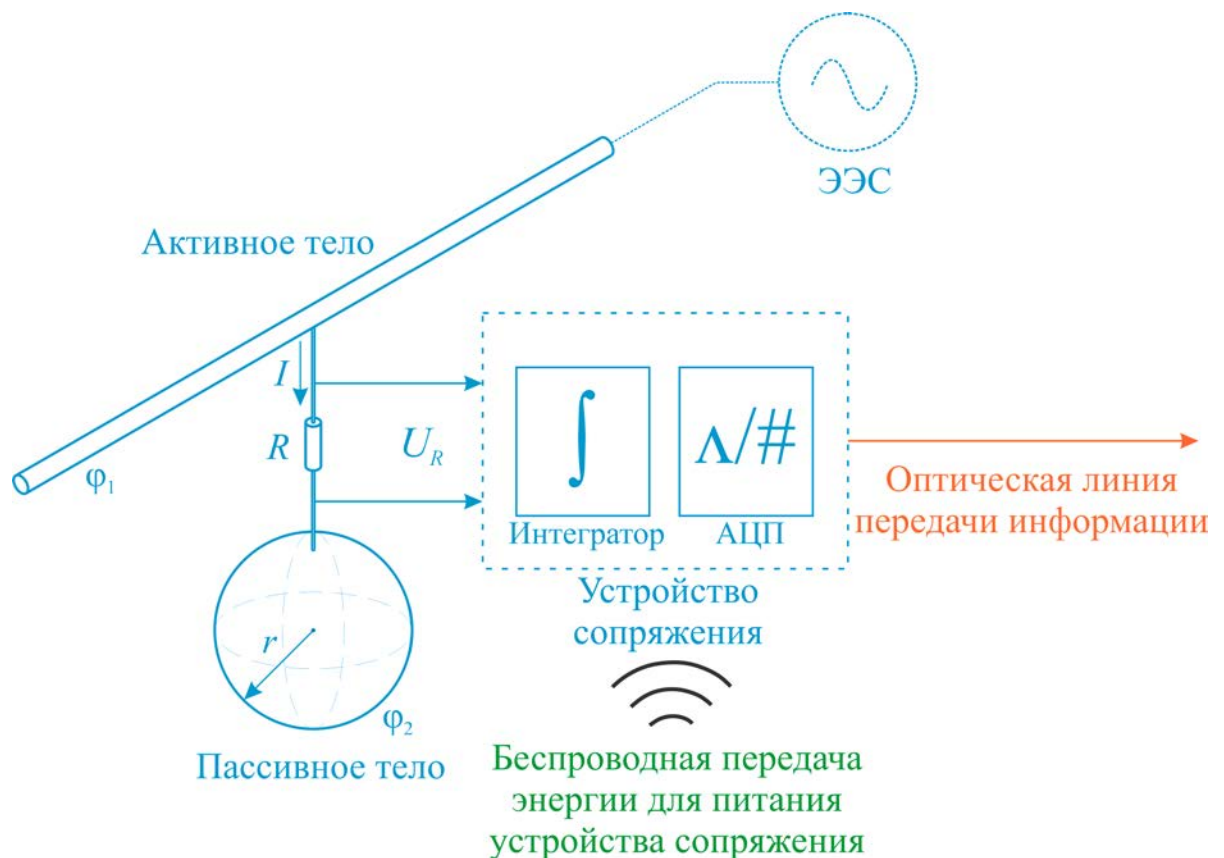


Рисунок 2.7 – Структурная схема измерительного органа системы измерения напряжения с устройством сопряжения

Принимая во внимание, что сигнал, снимаемый с измерительного органа системы измерения напряжения будет пропорционален производной измеряемого сигнала – измеренный сигнал будет смещен по фазе относительно истинного значения потенциала линии на угол 90° . Кроме того, дифференциальная связь усиливает высокочастотные шумы, для компенсации которой в устройстве сопряжения следует установить интегрирующее звено, как это показано на рисунке 2.7, передаточная функция которого будет определяться выражением:

$$W'(p) = \frac{k_{\text{АЦП}}}{Tp}, \quad (2.10)$$

где $k_{\text{АЦП}}$ – нормирующий коэффициент для согласования уровня выходного сигнала интегратора с диапазоном входного сигнала АЦП.

Нормирующий коэффициент будет равен:

$$k_{\text{АЦП}} = \frac{U_{\text{АЦПmax}}}{\Phi_{1\text{max}}},$$

где $U_{\text{АЦПmax}}$ – максимальное значение напряжения на входе АЦП, В; $\Phi_{1\text{max}}$ – максимальное значение электрического потенциала активного тела, В.

Использование идеального интегрирующего звена нежелательно: при наличии даже малой постоянной составляющей ошибки в первичном преобразователе интегратор будет ее накапливать, искажая выходной сигнал.

В связи с этим рассмотрим вариант замены идеального интегрирующего звена на одноемкостное, имеющего передаточную функцию [134]:

$$W''(p) = \frac{k_1}{T_1 p + 1}.$$

На рисунке 2.8 приведены ЛАЧХ интегрирующего и одноемкостного звеньев.

Для того чтобы обеспечить равенство частот среза интегрирующего и одноемкостного звеньев необходимо чтобы выполнялось условие:

$$\frac{k}{T} = \frac{k_1}{T_1}.$$

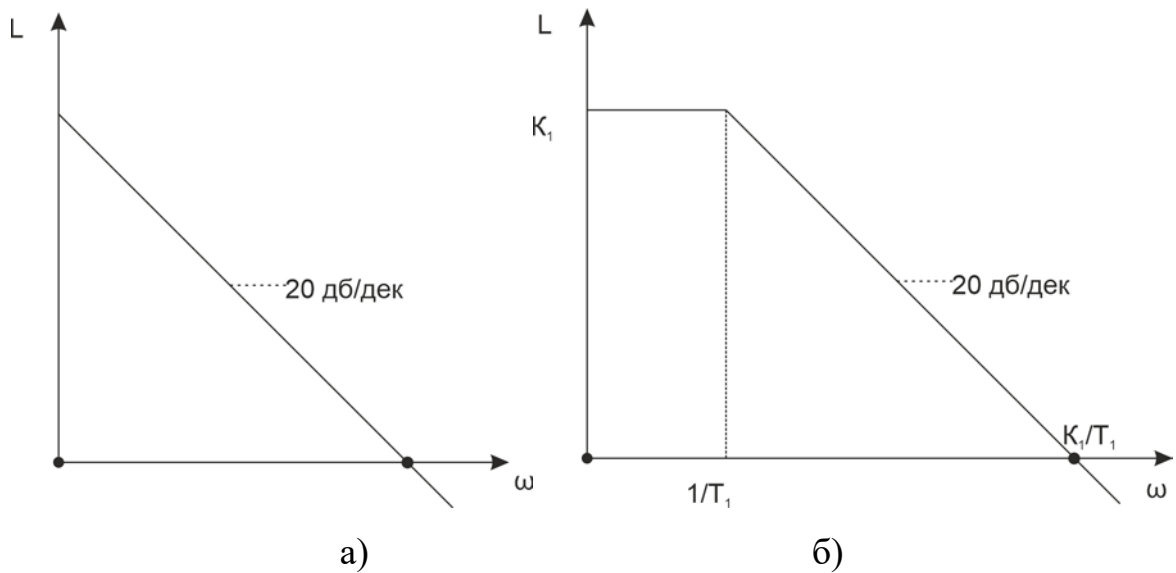


Рисунок 2.8 – ЛАЧХ: а) интегрирующего звена; б) одноемкостного звена

Кроме того, чтобы обеспечить пропускание полезного сигнала частота сопряжения одноемкостного звена должна быть в несколько раз меньше полезного сигнала:

$$\omega_c = \frac{1}{T_1} < \omega_1,$$

где ω_1 – угловая частота основной гармоники измеряемого сигнала, рад/с.

В общем случае целесообразно принять $\omega_c = 0,1 \cdot \omega_1$. В таком случае параметры одноемкостного звена будут определяться как:

$$T_1 = \frac{10}{\omega_1}; \quad k_1 = \frac{10k}{\omega_1 T}.$$

На основе вышеуказанных зависимостей разработано устройство сопряжения, функциональная схема которого приведена на рисунке 2.9.

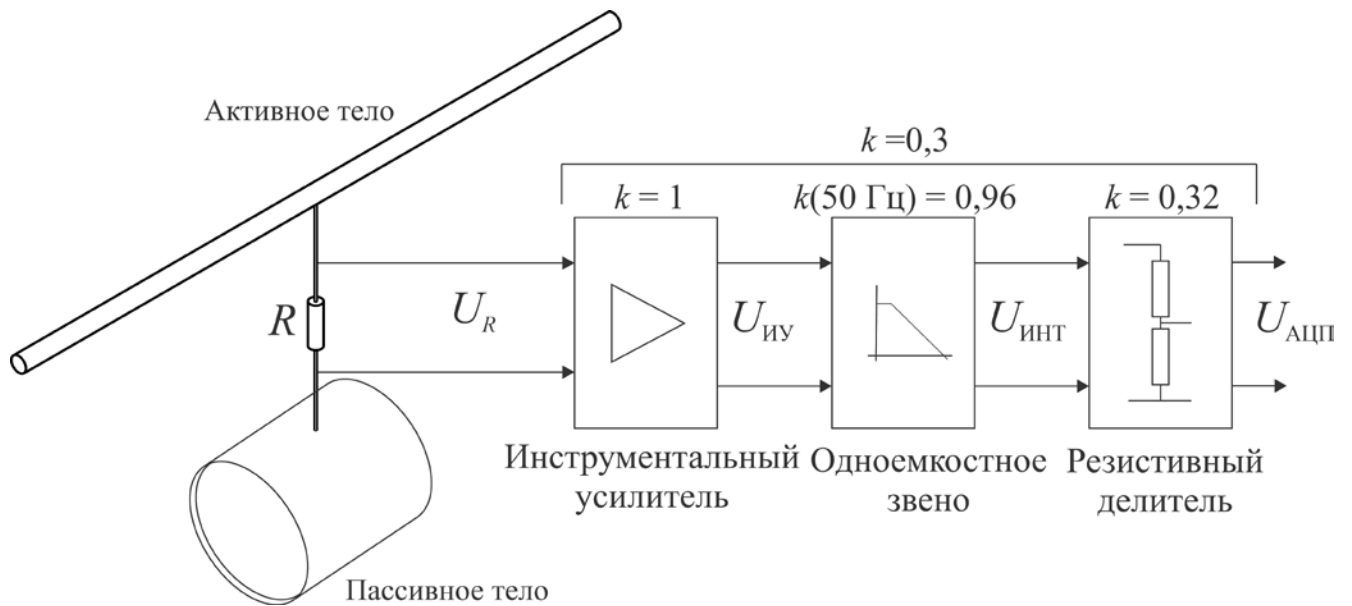


Рисунок 2.9 – Функциональная схема устройства сопряжения

Устройство сопряжения состоит из инструментального усилителя (ИУ), операционного усилителя (ОУ) с RC-цепью и резистивного делителя напряжения. Расчетная АЧХ устройства сопряжения показана на рисунке 2.10.

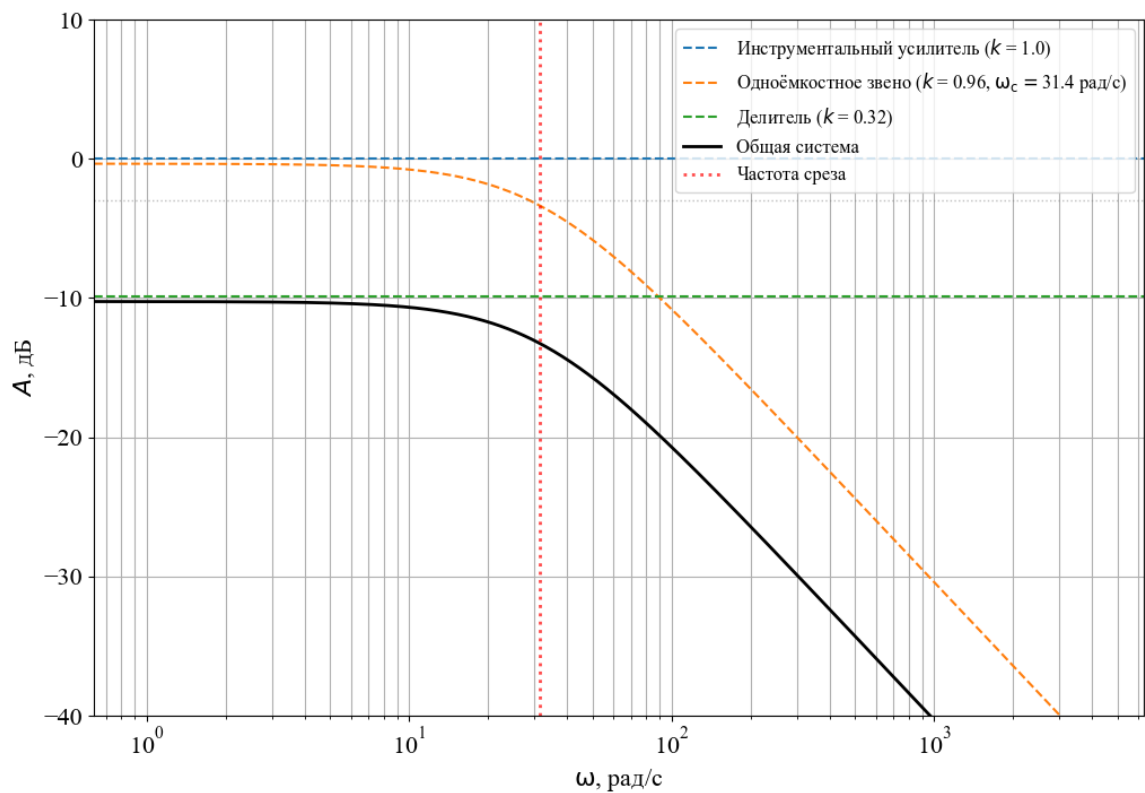


Рисунок 2.10 – АЧХ устройства сопряжения

В качестве входного усилителя использован ИУ с большим входным сопротивлением, для исключения влияния входных цепей устройства сопряжения на процесс перетока заряженных частиц между активным и пассивным телами измерительного органа. Выход ИУ подключен к одноемкостному звену, выполненному на ОУ.

Из рисунка 2.10 следует, что ИУ не влияет на АЧХ, имея коэффициент передачи $k = 1$. Одноемкостное звено на ОУ имеет $k = 0,96$, на частотах до 5 Гц $k = -0,3$ дБ, на частотах свыше 5 Гц наклон прямой равен -20 дБ/дек. Делитель напряжения дает постоянное ослабление $-8,4$ дБ.

Для анализа процессов в измерительном органе и устройстве сопряжения разработанной системы построена компьютерная модель в среде Matlab/Simulink исходя из структурной схемы (рисунок 2.4). Построенная модель в общем виде приведена на рисунке 2.11.

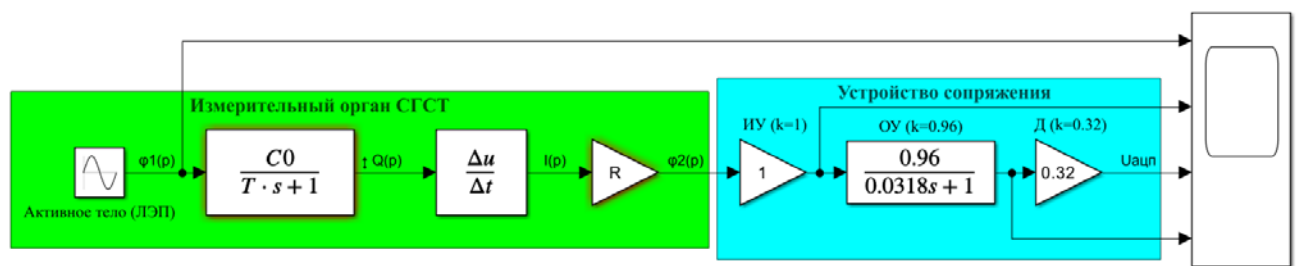


Рисунок 2.11 – Имитационная модель системы измерения напряжения, реализованная в Matlab/Simulink

Одним из элементов модели выступает источник синусоидального переменного напряжения, представляющего потенциал линии электропередач, определяемого зависимостью:

$$\varphi_1 = \sqrt{2} \cdot 35000 \sin(50 \cdot 2 \cdot \pi \cdot t + \gamma_0),$$

где γ_0 – начальная фаза сетевого напряжения, рад.

СГСТ представлена передаточной функцией, в качестве примера задана собственная емкость шарообразного пассивного тела $C_0 = 4,3$ пФ. Величина

измерительного резистора принята равной $R = 45$ кОм. Действующее значение потенциала линии φ_1 принято равным 35 кВ.

Результаты моделирования при заданных условиях (начальное значение электрического потенциала пассивного тела равно нулю, начальная фаза $\gamma_0 = 0$) приведены на рисунке 2.12. Для удобства восприятия с учетом значительной кратности разности амплитуд графики нормированы. Из графиков видно, что сдвиг по фазе между потенциалом активного тела φ_1 и выходным сигналом измерительного органа φ_1 - φ_2 системы измерения напряжения составляет 90° , что соответствует исходной математической модели.

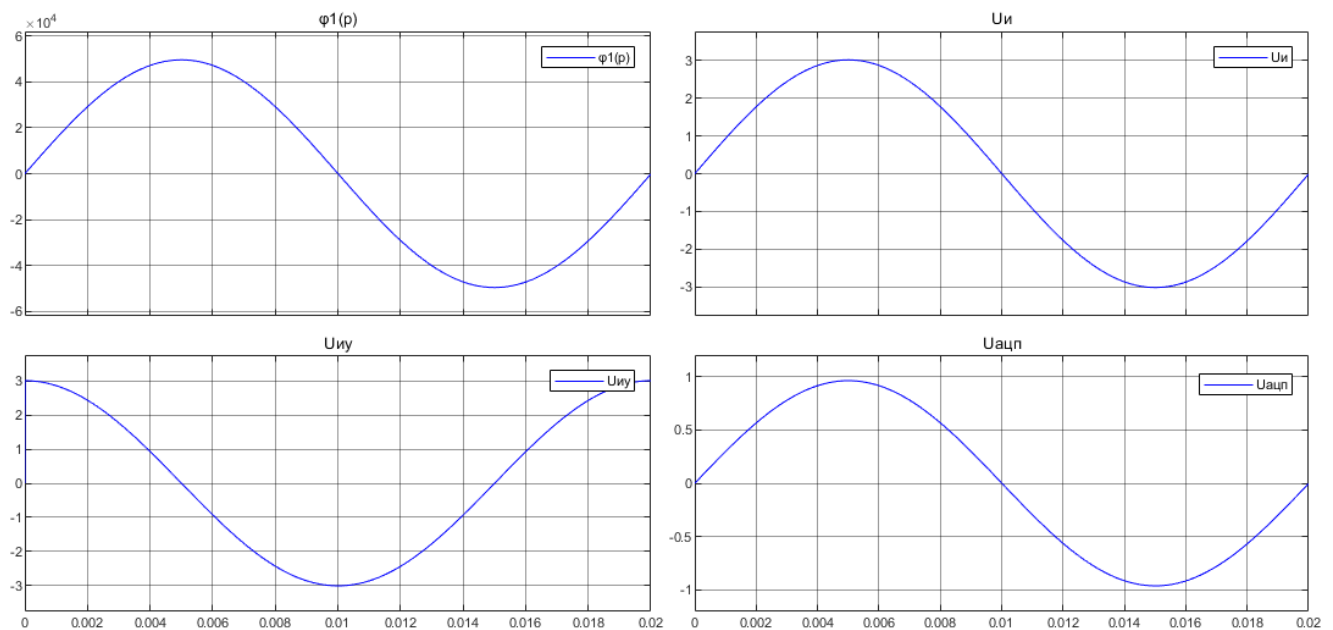


Рисунок 2.12 – Осциллограммы потенциала ЛЭП, выхода интегратора, выхода инструментального усилителя и сигнала, поступающего на АЦП

2.3 Расчет собственной емкости пассивных тел

В качестве модельных примеров пассивных тел в СГСТ рассмотрены тела правильной формы: шар и цилиндр.

Собственная емкость шара находится по известной формуле [158]:

$$C_0 = 4\pi\epsilon_0 r,$$

где r – радиус шара, м; ϵ_0 – электрическая постоянная $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м.

С практической точки зрения представляет интерес пассивное тело в форме цилиндра с открытыми торцами. Поскольку готовых аналитических зависимостей, которые связывали бы собственную ёмкость цилиндра с его диаметром и длиной, нет, расчёт выполнялся численными методами при помощи созданной модели в программном пакете COMSOL Multiphysics [165]. Этот программный продукт реализует расчет полевых моделей методом конечных элементов на основе дифференциальных уравнений в частных производных.

На частоте 50 Гц электрическое поле можно считать квазистатическим. Распределение потенциала в этом случае описывается уравнением Пуассона [159]:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} = -\frac{\rho}{\varepsilon},$$

где φ – электрический потенциал, В; ρ – объемная плотность заряда, Кл/м³; ε – диэлектрическая проницаемость среды, Ф/м.

Поскольку в рассматриваемой задаче отсутствуют свободные заряды, данное дифференциальное уравнение упрощается до уравнения Лапласа с нулем в правой части. Решение этого дифференциального уравнения может быть выполнено методом конечных элементов (МКЭ) [160]. На первом этапе реализации данного метода следует разбить расчетную область на совокупность подобластей – конечных элементов, в каждом из которых распределение скалярного потенциала электрического поля описывается аппроксимирующими функциями простейшего вида. При решении текущей задачи целесообразно использовать конечные элементы в виде простейшей фигуры – тетраэдра. Целью расчета по МКЭ является определение величин рассматриваемого потенциала в узловых точках области решения.

Согласно теории Максвелла [161], потенциал $\varphi(r)$ в точке r на поверхности тела выражается через поверхностную плотность заряда $\sigma(r')$ следующим образом:

$$\varphi(r) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_S \frac{\sigma(r')}{|r - r'|} dS', \quad (2.11)$$

где ϵ_0 – диэлектрическая постоянная вакуума, Ф/м; S – площадь поверхности тела, м²; r' – точка на поверхности тела, м; $|r - r'|$ – расстояние между точками r и r' , м.

Обратная задача заключается в нахождении поверхностной плотности заряда $\sigma(r')$ по известному распределению потенциала $\varphi(r)$. Для этого необходимо решить интегральное уравнение (2.11). Это уравнение является интегральным уравнением первого рода и требует применения численных методов его решения.

Метод бесконечных элементов (Infinite Elements, IE) в COMSOL Multiphysics применяется для моделирования задач, где требуется учесть бесконечно удаленные границы без необходимости построения большой расчетной области. Это особенно полезно при расчете электрической емкости, где поле может простираться далеко за пределы области расчета.

Собственная емкость C_0 уединенного проводника определяется как отношение заряда Q на его поверхности к потенциалу V . Для расчета необходимо решить уравнение Лапласа для электростатического потенциала φ : $\nabla \cdot (\epsilon \nabla \varphi) = 0$ с граничными условиями: поверхность проводящего тела $\varphi = V$ (заданный потенциал), на расстоянии бесконечности $\varphi \rightarrow 0$ (условие затухания поля).

Расчетная область цилиндрического тела разбита на конечные элементы в форме тетраэдра. Для обеспечения корректного учёта бесконечно удалённых границ без создания чрезмерно большой расчётной области вокруг тела построена сферическая область, к которой применён метод бесконечных элементов (рисунок 2.13). Такое моделирование позволяет удовлетворить условию затухания поля на бесконечности и повышает точность расчёта собственной ёмкости.

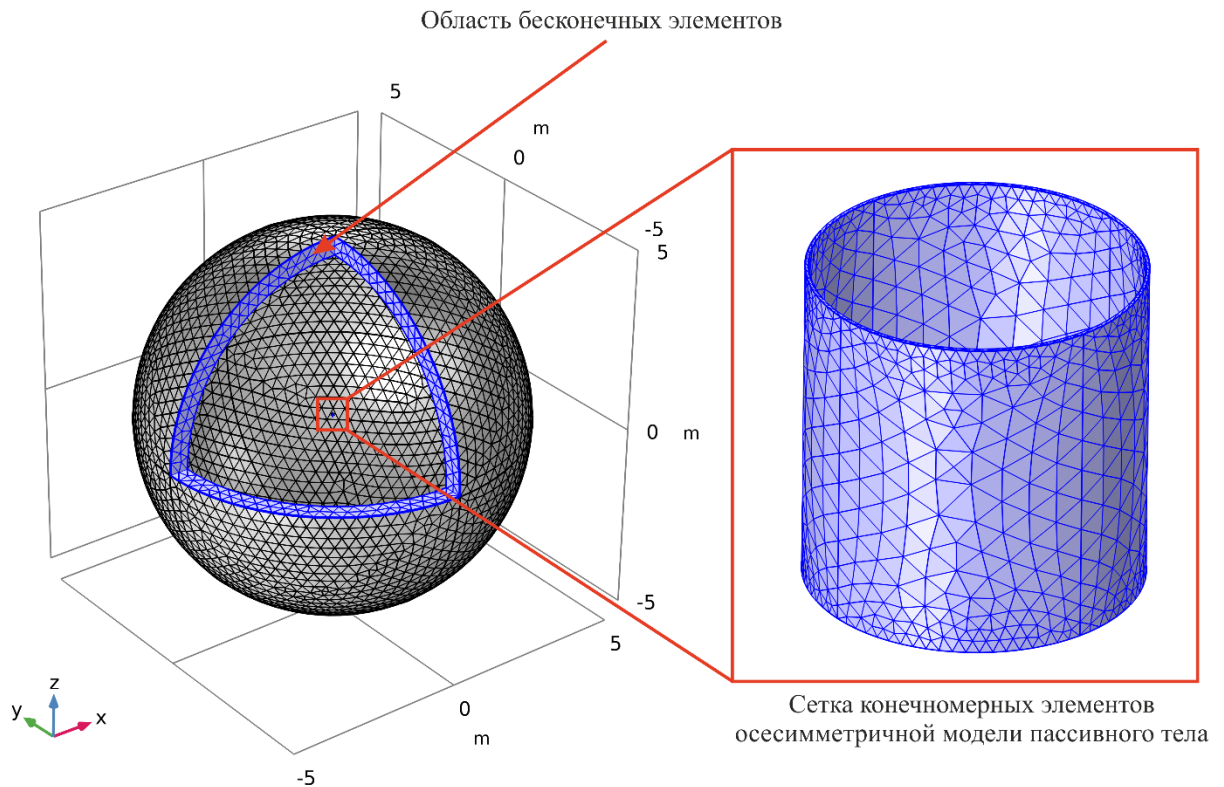
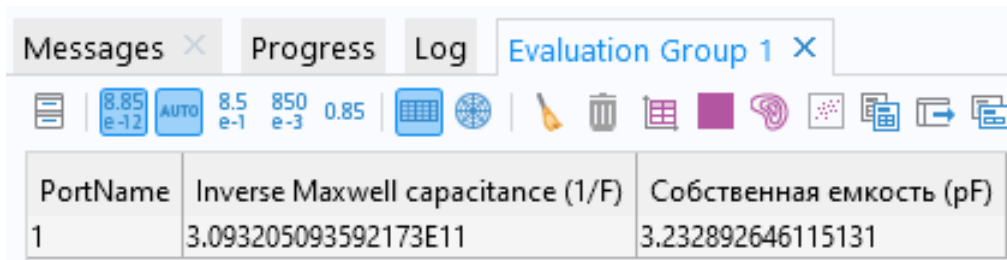


Рисунок 2.13 – Область моделируемая, представленная шаром со слоем бесконечных элементов с моделью пассивного тела

Задается материал тела (медь), а также потенциал тела, равный 1 В. Собственная емкость вычисляется путем интегрирования значений электрического смещения D по поверхности S :

$$C_0 = \frac{\oint_S D \cdot dS}{V}. \quad (2.12)$$

В COMSOL доступна встроенная функция глобальной оценки для автоматического расчета обратной задачи Максвелла (Inverse Maxwell Capacitance). Искомое значение собственной емкости тела будет обратно полученному значению (рисунок 2.14).



PortName	Inverse Maxwell capacitance (1/F)	Собственная ёмкость (pF)
1	3.093205093592173E11	3.232892646115131

Рисунок 2.14 – Глобальная оценка параметров модели в Comsol Multiphysics

С целью верификации модели была выполнена серия экспериментов. Их суть сводилась к измерению падения напряжения U_R на измерительном резисторе R при использовании цилиндрического пассивного тела с заданными геометрическими параметрами [165]. На основании известных значений сопротивления R и угловой частоты ω по формуле (2.8) рассчитано экспериментальное значение собственной ёмкости пассивного тела C_0 . Далее это значение сопоставлено с результатом, полученным при моделировании в программном пакете COMSOL Multiphysics, на основании чего сделан вывод о сходимости результатов и, следовательно, адекватности модели.

Для поиска эмпирических зависимостей, связывающих собственную ёмкость цилиндра с его геометрическими размерами проведены расчеты ёмкости для длин от 10 до 100 мм и диаметром от 50 до 100 мм. Результаты расчета приведены на рисунках 2.15-2.16.

Из рисунков 2.15-2.16 следует, что зависимость ёмкости от диаметра носит линейный характер, тогда как зависимость от длины – нелинейный. В связи с этим представим уравнение, описывающее ёмкость полого цилиндра в виде уравнения:

$$C_{0\text{цил}} = a + bD, \quad (2.13)$$

где D – диаметр цилиндра, м; a, b – коэффициенты, являющиеся функцией от длины цилиндра L .

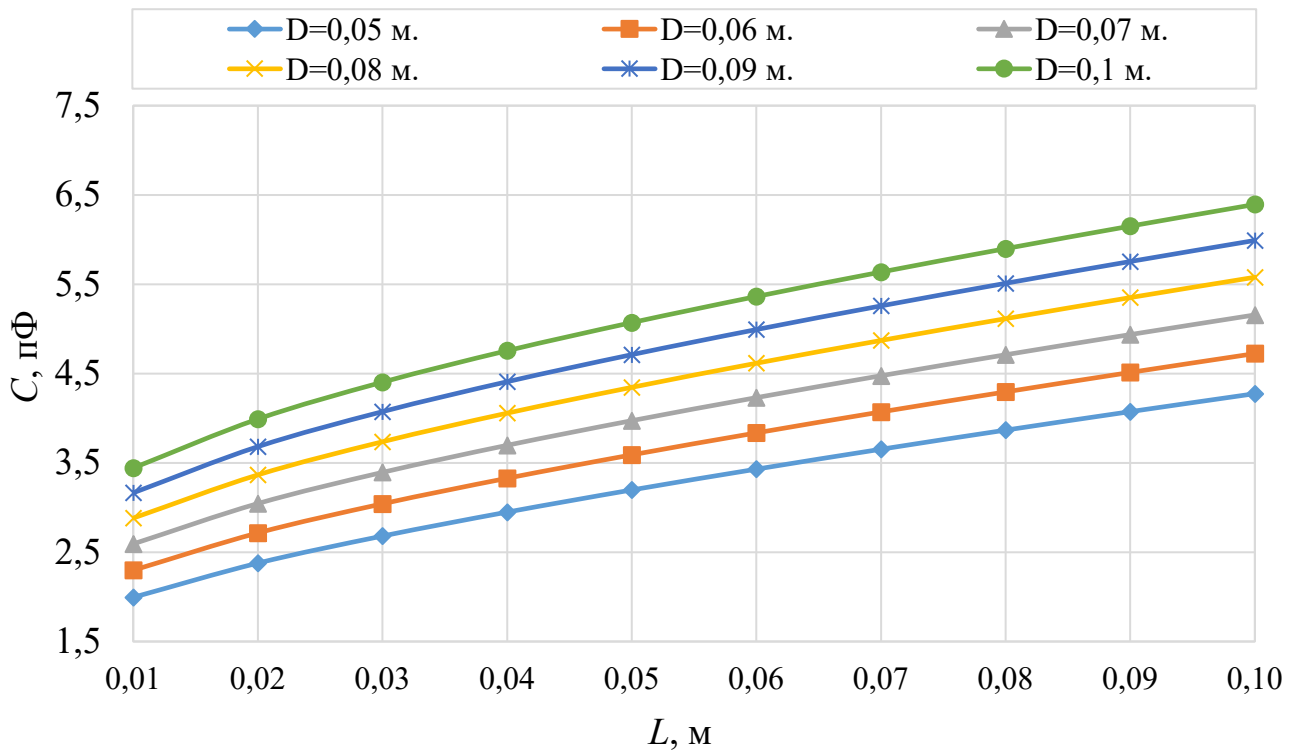


Рисунок 2.15 – Зависимость емкости цилиндрического тела от длины для разных диаметров

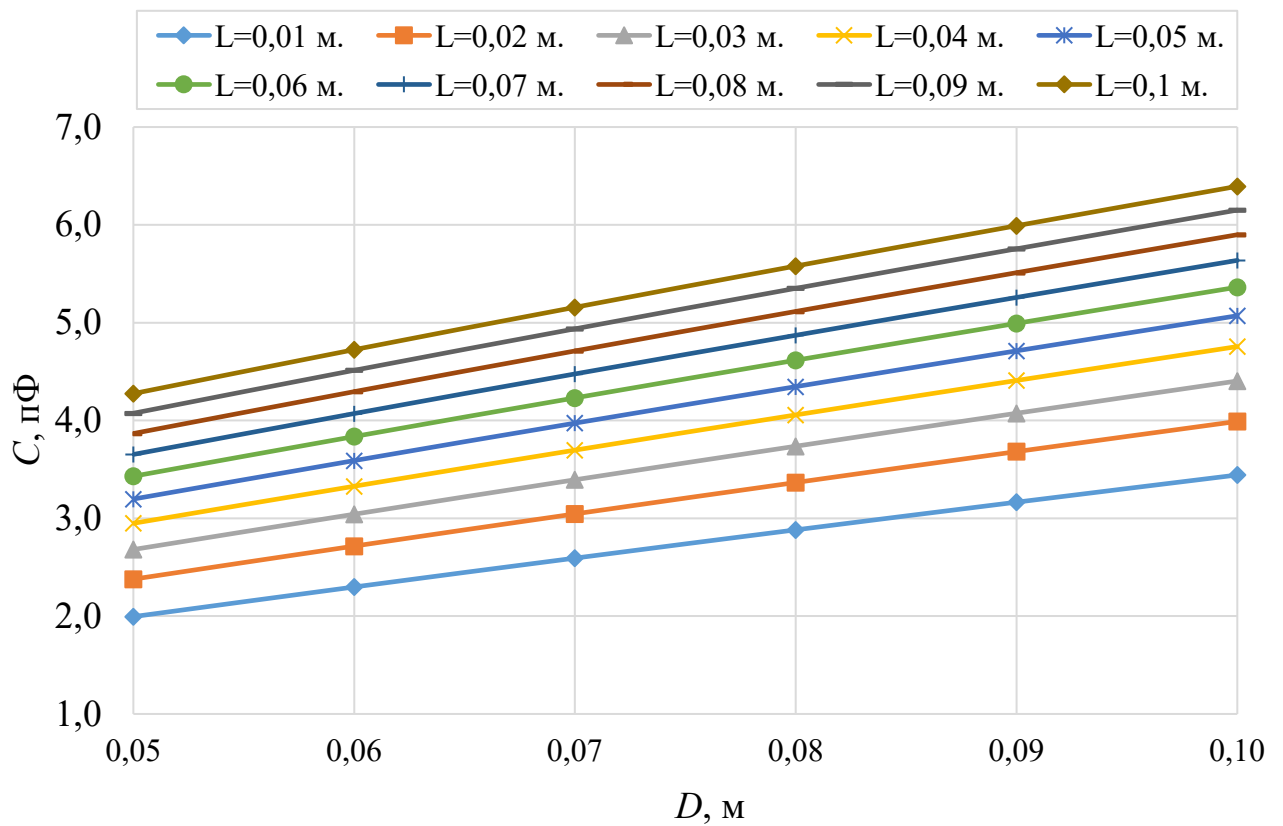


Рисунок 2.16 – Зависимость емкости цилиндрического тела от диаметра для разных длин

Зависимости коэффициентов $a(L)$ и $b(L)$ от длины цилиндра приведены на рисунках 2.17-2.18.

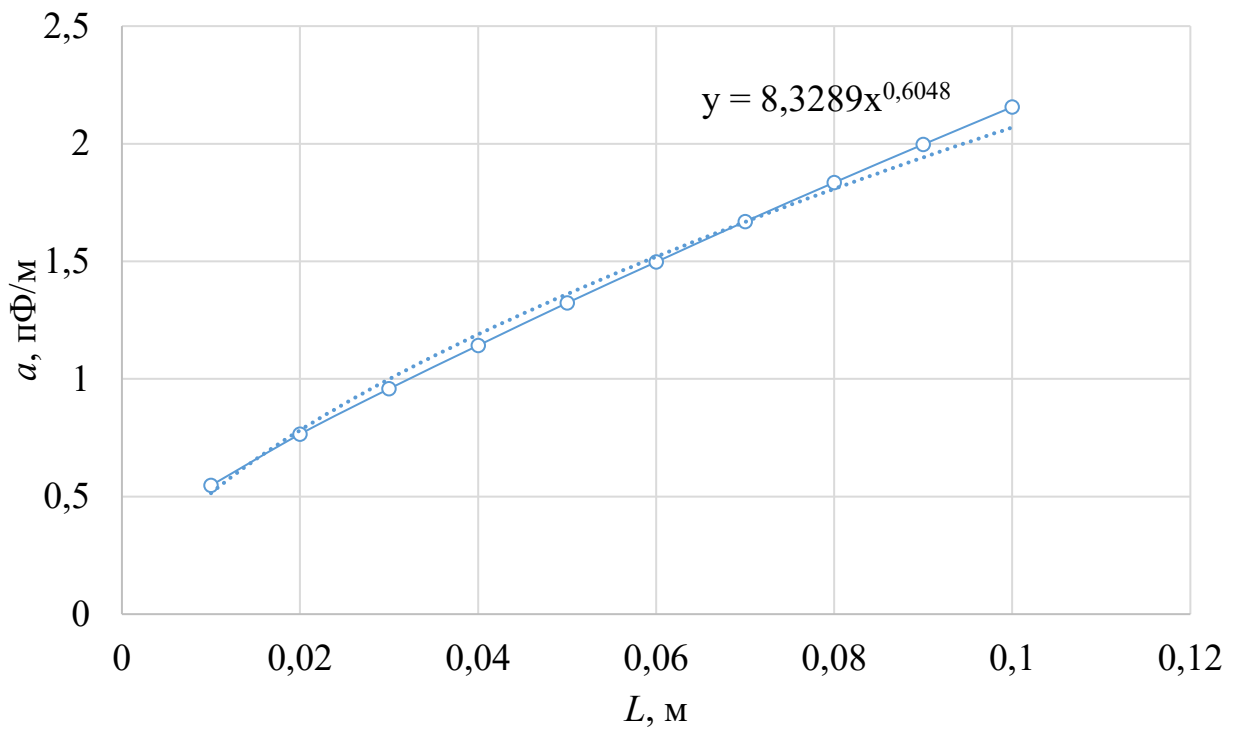


Рисунок 2.17 – Зависимость коэффициента a от длины цилиндра

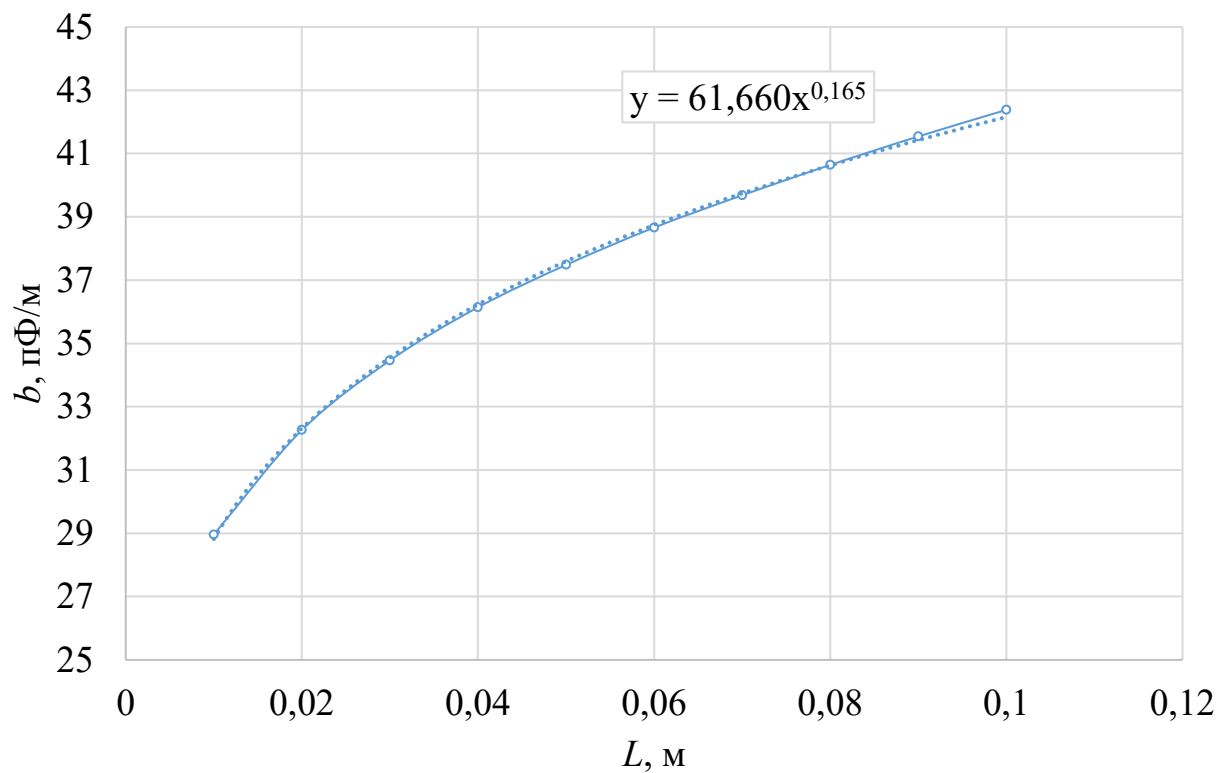


Рисунок 2.18 – Зависимость коэффициента b от длины цилиндра

В результате аппроксимации зависимостей, приведенных на рисунках 2.17-2.18 получены функции:

$$\begin{aligned} a &= -28,94L^2 + 20,91L + 0,35, \\ b &= 61,66L^{0,165}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Коэффициент $a(L)$ представляет собой параболическую зависимость коэффициента от длины L , коэффициент $b(L)$ – степенную зависимость.

Таким образом, эмпирическая функция, связывающая геометрические размеры полого цилиндра с его собственной емкостью в исследуемом диапазоне геометрических размеров будет определяться выражением:

$$C_{0\text{цил}} = -28,94L^2 + 20,91L + 0,35 + D61,66L^{0,165}. \quad (2.15)$$

По данным функции построен график зависимости коэффициентов a и b от длины полого цилиндра, показанный на рисунке 2.19.

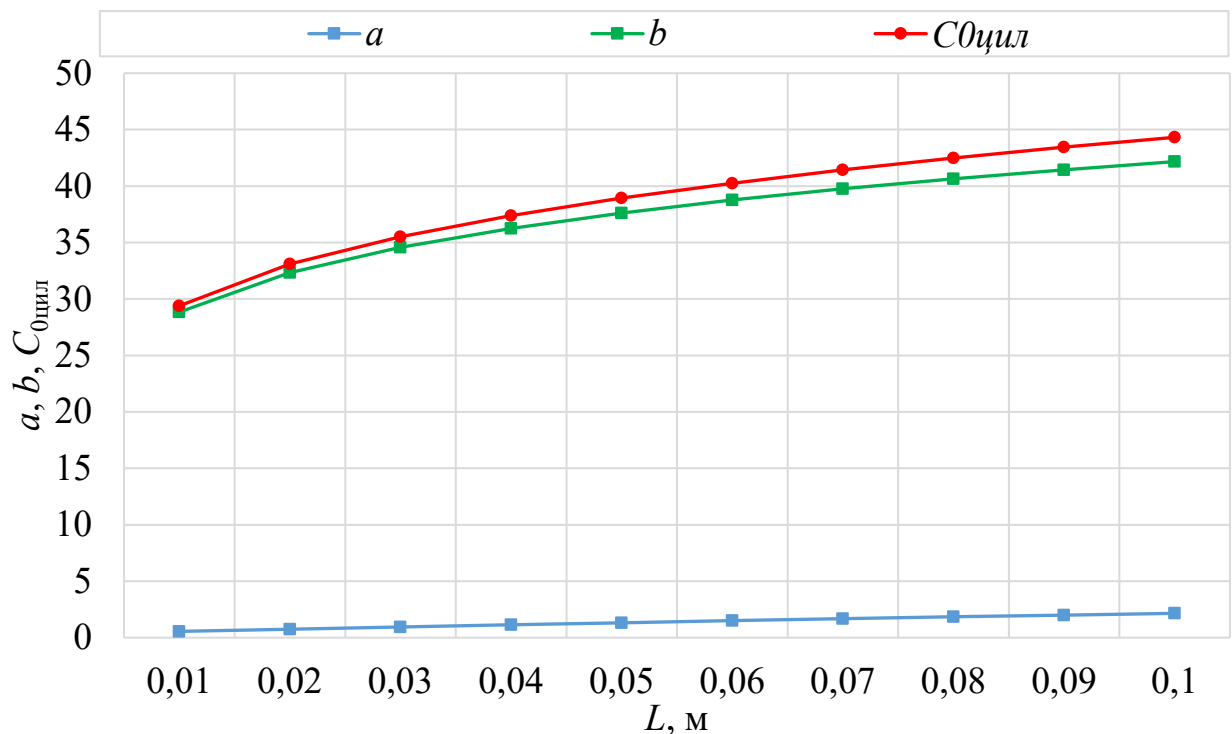


Рисунок 2.19 – Зависимости коэффициентов a , b и результирующей емкости $C_{0\text{цил}}$ от длины L полого цилиндра

График содержит три кривые, демонстрирующие вклад каждой части в итоговую зависимость $C(L)$ для случая $D=1$. Степенной характер $b(L)$ сглаживает параболический эффект от коэффициента $a(L)$.

2.4 Определение корректирующих коэффициентов собственной емкости системы гальванически связанных тел

2.4.1 Конечно-элементное моделирование системы гальванически связанных тел

Изучение того, каким образом электрические поля активного тела влияют на суммарный заряд пассивного тела, проводилось с применением программного комплекса Altair/Flux. Данный пакет реализует метод конечных элементов и позволяет строить трёхмерные полевые модели, описываемые дифференциальными уравнениями в частных производных.

Для расчёта электростатического поля решалось уравнение Лапласа. Граничные условия принимались следующими: на земле и на границах «бесконечных» элементов потенциал полагался равным нулю ($\varphi = 0$); на внутренних границах использовалось условие равенства нормальных составляющих электрической индукции; для токопроводов и элементов, находящихся под их потенциалом, задавалось $\varphi = \varphi_0$ [162].

На рисунке 2.20 показана построенная в программном пакете Altair/Flux геометрия СГСТ (а), а также площадка, имитирующая поверхность земли (б), относительно которой ведется расчет.

Модель [164] включала в себя следующие элементы: 1) – линия электропередач (активное тело), 2) – соединительный проводник между линией электропередач и измерительным резистором, 3) – измерительный резистор, 4) – соединительный проводник между измерительным резистором и шаром, 5) – пассивное тело (шар).

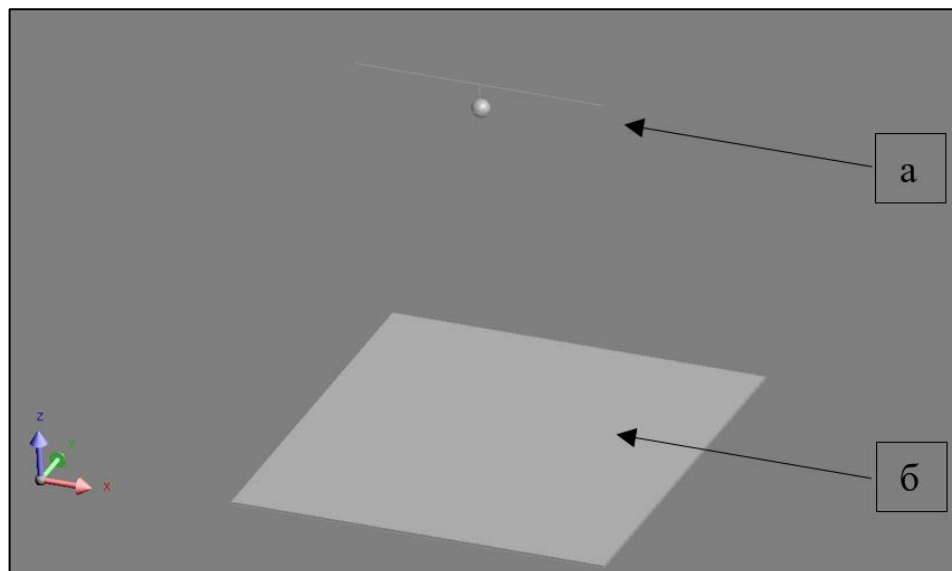


Рисунок 2.20 – Общий вид модели СГСТ в среде Altair/Flux

На рисунке 2.21 показана конечно-элементная модель СГСТ в большем масштабе.

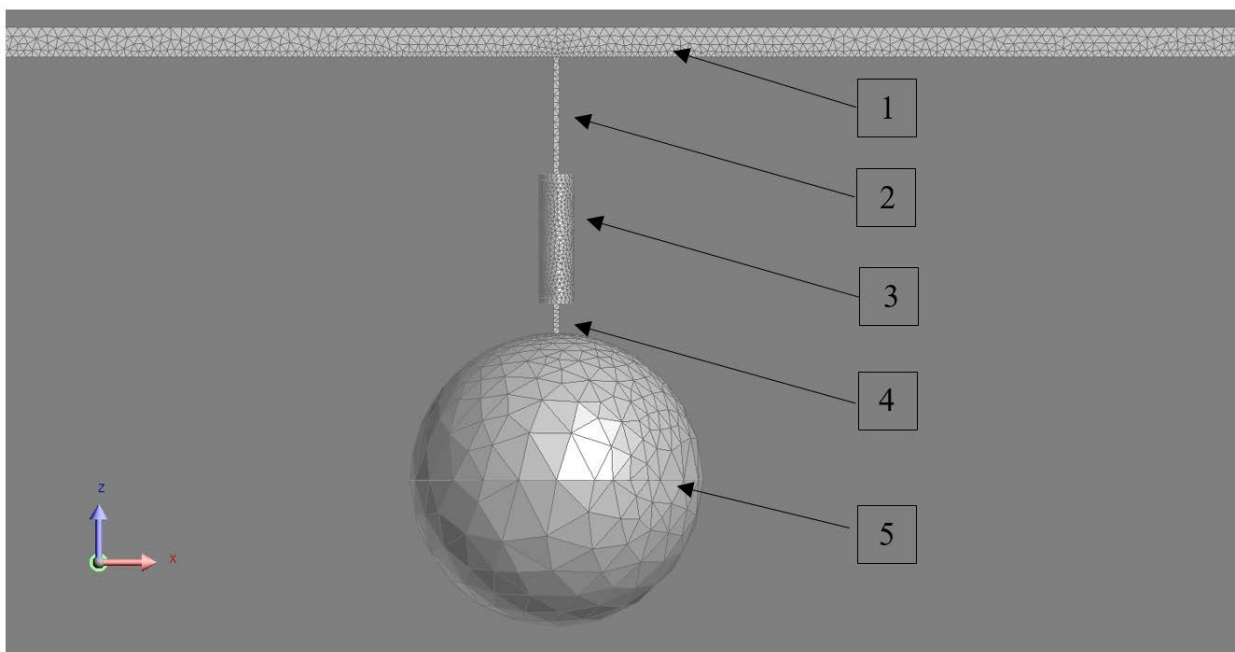


Рисунок 2.21 – Конечно-элементная модель гальванически связанных тел в среде Altair/Flux

Геометрические параметры модели приняты следующими: линия электропередач находится на расстоянии 3 метра над землей; параметры активного тела: длина 2000 мм, диаметр 5 мм; длина соединительного проводника между линией электропередач и измерительным резистором является варьируемой

величиной (5, 10, 20, 30, 40, 50, 100, 150, 200 мм); диаметр проводника равен 3 мм; параметры соединительного проводника между резистором и шаром – длина постоянна и составляет 5 мм, диаметр 3 мм; параметры измерительного резистора: резистор имеет цилиндрическую форму, высота равна 20 мм, диаметр равен 6 мм [164].

Для корректности расчета и задания граничных условий моделирования, вводим расчетную область в виде куба, с внутренним размером, равным 4000 мм и внешним 5000 мм. Область между внутренними и внешними гранями куба моделирует «бесконечную» удаленность модели от открытых границ [163], что повышает точность расчета электрических полей в области границы области моделирования.

Материал измерительного резистора был добавлен в библиотеку вручную. Удельное сопротивление ρ является варьируемой величиной и в данном случае варьируется в пределах 5; 15; 20 Ом·м, тем самым задавая различные значения измерительного сопротивления [164].

Сопротивление измерительного резистора находится по формуле:

$$R_{изм} = \rho_R \left(\frac{\pi d_R^2}{4 l_R} \right), \quad (2.16)$$

где ρ_R – удельное сопротивление материала измерительного резистора, Ом·м; d_R – диаметр измерительного резистора, м; l_R – высота измерительного резистора, м.

На рисунке 2.22 показаны результаты моделирования в виде распределения напряженности электрического поля вокруг СГСТ для случая с шарообразным (а) и цилиндрическим (б) пассивным телом соответственно. Результаты моделирования показывают, что напряженность электрического поля распределена вдоль поверхности пассивного тела неравномерно и убывает с увеличением расстояния от активного тела. Это обусловлено тем, что суммарная величина напряженности электрического поля складывается из напряженности, формируемой зарядами на пассивном теле, и зарядами на активном теле. Вследствие этого, для формирования эквипотенциальной поверхности пассивного

тела требуется неравномерное распределение поверхностного заряда на поверхности пассивного тела, в отличии от бесконечно удалённого тела, для которого определялась собственная емкость.

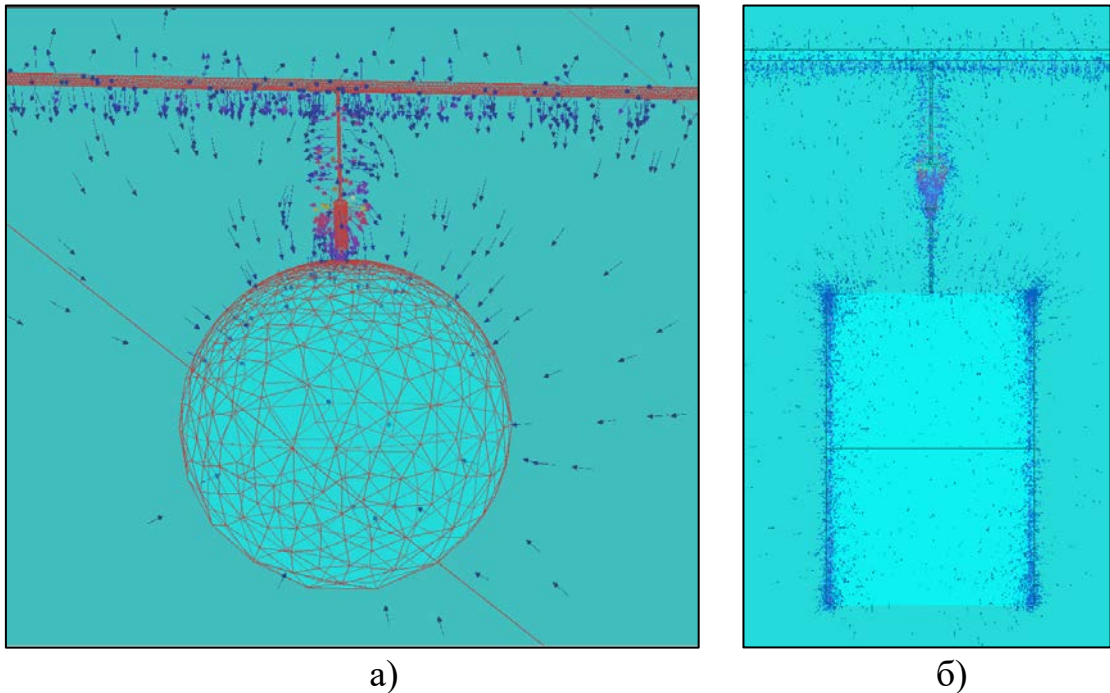


Рисунок 2.22 – Распределение напряженности электрического поля в окрестности СГСТ для шарообразного (а) и цилиндрического (б) пассивных тел

Неравномерность распределения зарядов можно увидеть на рисунке 2.23 для шарообразного (а) и цилиндрического (б) пассивных тел.

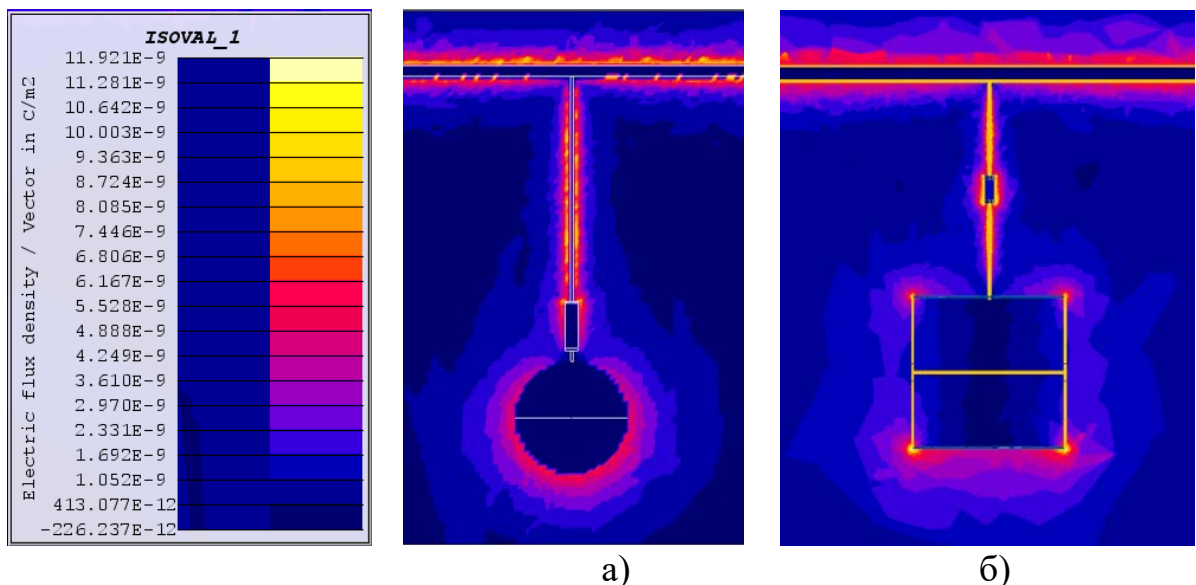


Рисунок 2.23 – Распределение поверхностной плотности зарядов на элементах СГСТ для шарообразного (а) и цилиндрического (б) пассивных тел

Как видно из рисунков, плотность распределения зарядов увеличивается по мере увеличения расстояния от активного тела. У цилиндрического пассивного тела, помимо этого, наблюдается увеличенная концентрация зарядов на гранях.

В связи с этим появляется необходимость корректировки значений собственной емкости пассивных тел, которая используется в модели (2.6), с учетом влияния на суммарный заряд пассивного тела электрических полей активного тела, находящегося поблизости.

2.4.2 Корректирующие зависимости параметров модели системы гальванически связанных тел

Корректирующие коэффициенты емкости пассивного тела определены путем имитационного моделирования СГСТ в среде Altair/Flux [164]. Для анализа использовался режим переходных процессов (Transient Electric), позволяющий моделировать распределение электрического поля с учетом изменения потенциалов во времени.

В качестве первой исследуемой модели принята СГСТ с шарообразным пассивным телом. Параметры модели задавались следующими значениями: синусоидальный потенциал линии φ_1 с амплитудой 10 кВ, частотой 50 Гц и нулевой начальной фазой; длина соединительного проводника между линией и измерительным резистором – 5 мм; удельное сопротивление материала резистора $\rho_R = 15 \text{ Ом} \cdot \text{м}$; диаметр пассивного тела (шара) – 50 мм; высота подвеса СГСТ над землей – 3 м.

На рисунке 2.24 показано распределение электрического потенциала для шарообразного пассивного тела в моменты времени 0,01 с (а) и 0,02 с (б). Распределение электрического потенциала для цилиндрического пассивного тела в моменты времени 0,01 с (а) и 0,02 с (б) показано на рисунке 2.25.

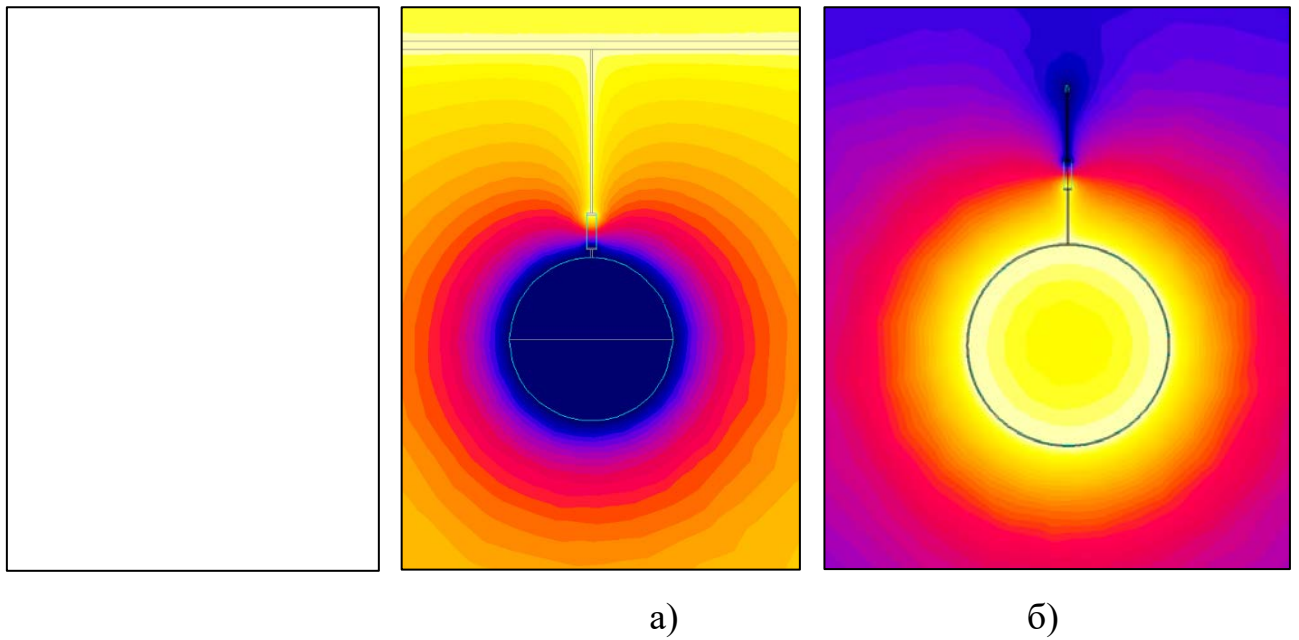


Рисунок 2.24 – Распределение электрического потенциала СГСТ с шарообразным пассивным телом в моменты времени 0,01 с (а) и 0,02 с (б)

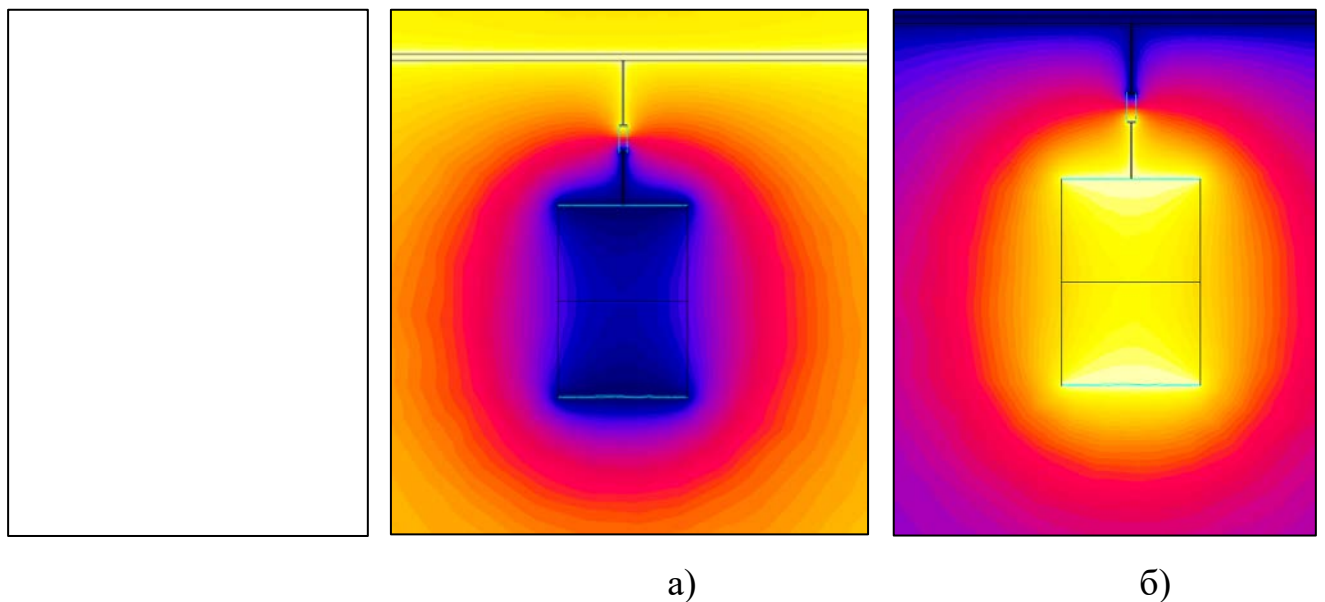


Рисунок 2.25 – Распределение электрического потенциала СГСТ с цилиндрическим пассивным телом для промежутка времени 0,01 с (а) и 0,02 с (б)

В процессе моделирования фиксировались значения потенциала в точках присоединения измерительного сопротивления к проводникам, а также потенциал активного тела, показанные на рисунке 2.26.

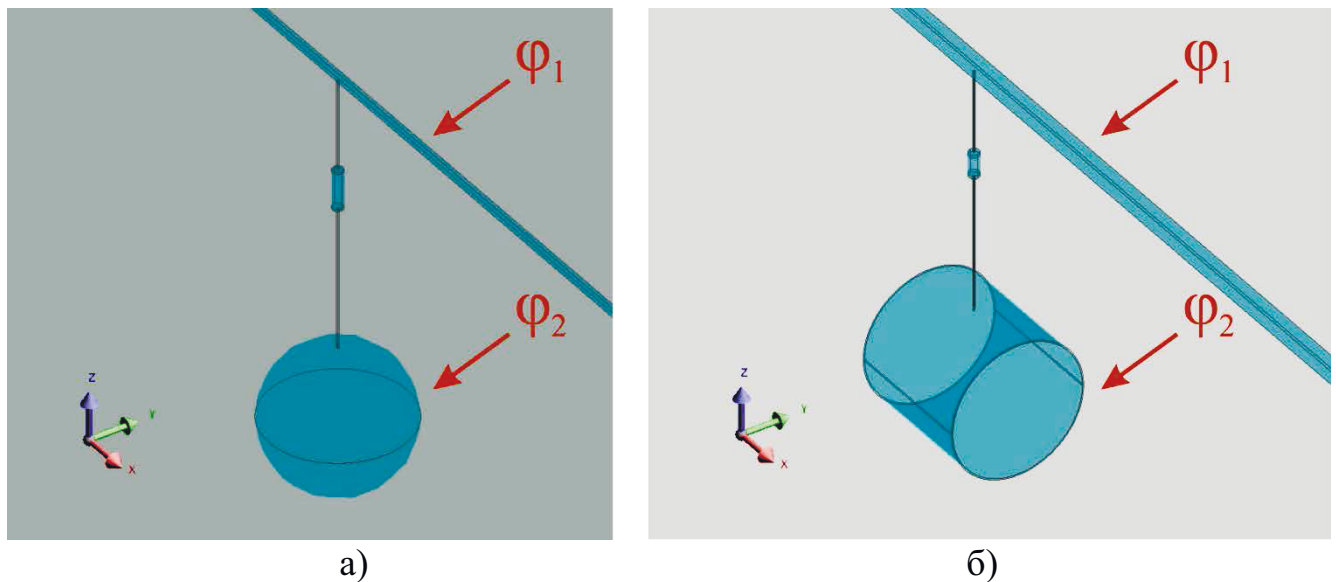


Рисунок 2.26 – Точки замера потенциалов элементов, составляющих систему гальванически связанных тел для шарообразного (а) и цилиндрического пассивного тел (б)

На рисунке 2.27 показаны временная зависимость потенциала активного тела φ_1 и форма кривой падения напряжения на измерительном резисторе при указанных выше параметрах.

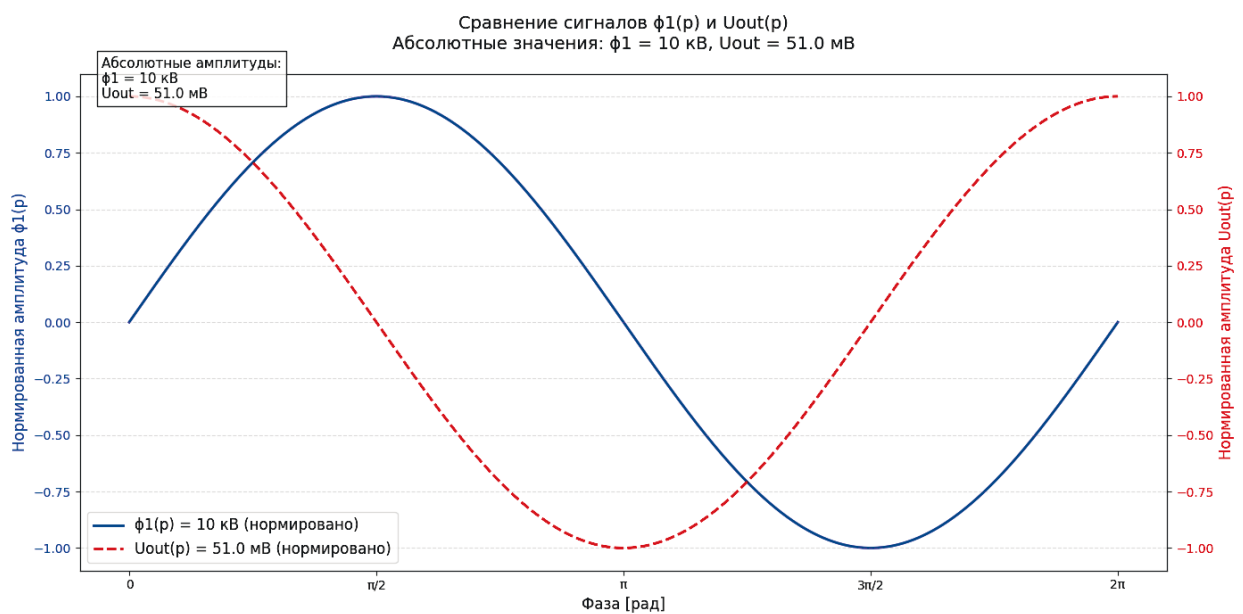
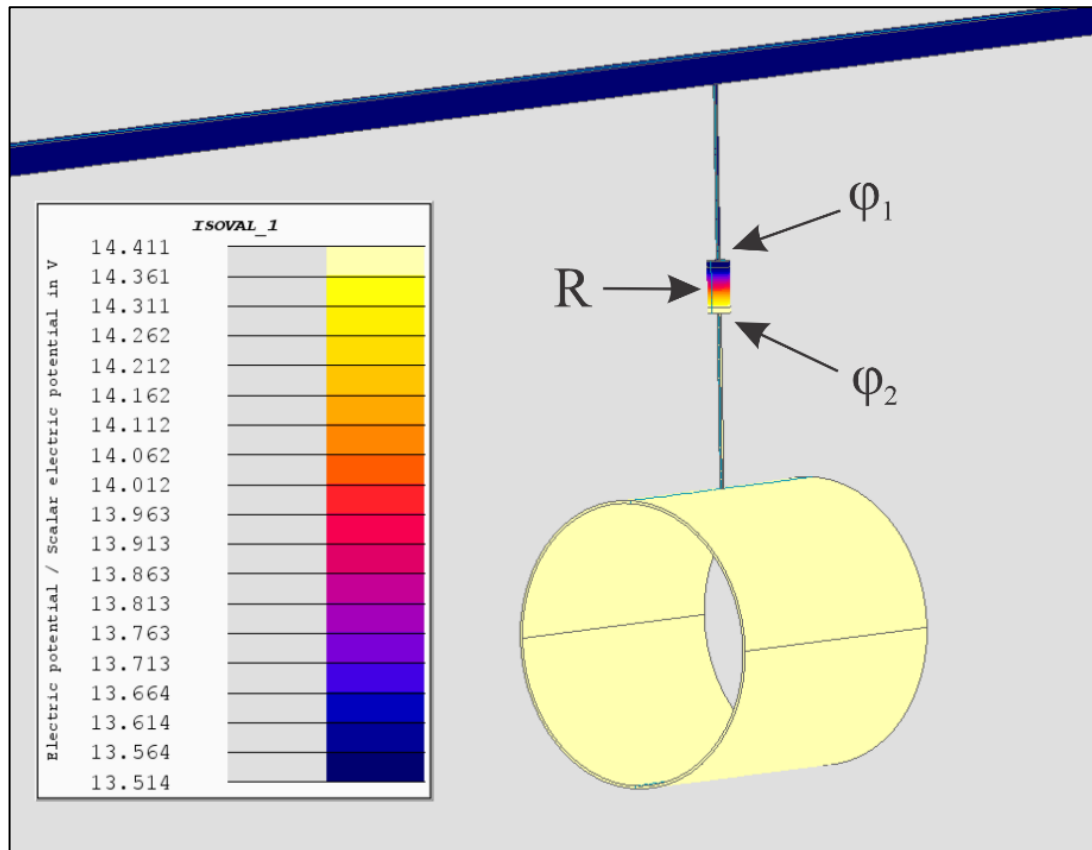


Рисунок 2.27 – Изменение потенциала активного тела и разность потенциалов активного и пассивного тел (а); пространственное распределение потенциала в СГСТ (а)



б)

Рисунок 2.27 – Изменение потенциала активного тела и разность потенциалов активного и пассивного тел (а); пространственное распределение потенциала в СГСТ (б)

Падение напряжения на измерительном резисторе определялось как разность между потенциалом ЛЭП и пассивного тела:

$$U_R = \varphi_1 - \varphi_2. \quad (2.17)$$

Из графика видно, что кривая падения напряжения на измерительном сопротивлении сдвинута по фазе на 90° относительно кривой напряжения линии электропередач, что подтверждает емкостной характер измерительного органа, и соответствие полученных данных математической модели гальванически-связанных тел (2.5).

Величина сопротивления измерительного резистора принята постоянной, и для принятого удельного сопротивления выбранного материала оно равно $R = 10$ кОм.

Аналогичным образом проведено моделирование при последовательном увеличении длины соединительного провода l до 200 мм между активным телом и измерительным резистором R . Помимо этого, указанный опыт проведен для пассивного тела в виде шара диаметром 100 мм и 150 мм. Расчет параметров произведен в течении одного периода синусоидального сигнала промышленной частотой 50 Гц, т.е. 0,02 сек [164].

На рисунке 2.28 показана зависимость амплитудного значения падения напряжения на измерительном сопротивлении U_R при фиксированной амплитуде потенциала активного тела в зависимости от удаленности шара от линии электропередач l для шаров различного диаметра D .

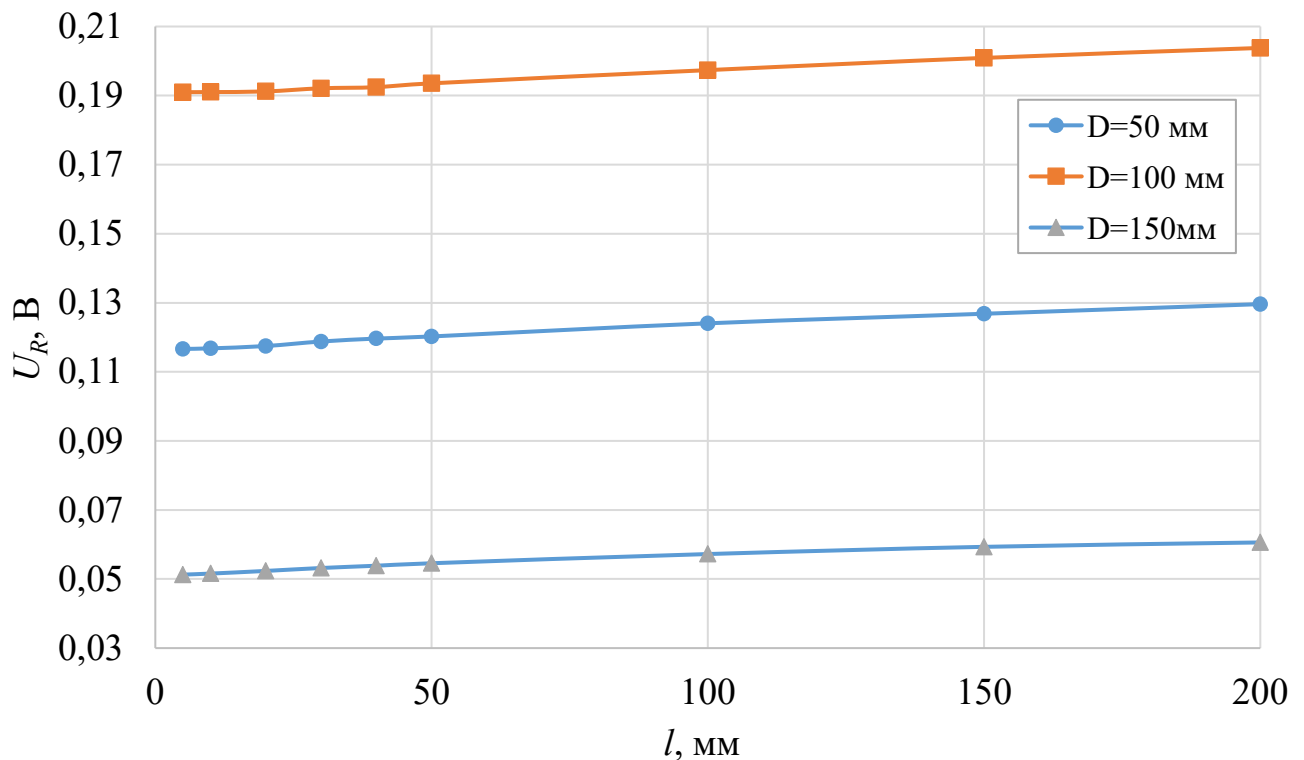


Рисунок 2.28 – Зависимость величины падения напряжения на измерительном сопротивлении от расстояния до линии и диаметра шара

Из графика видно, что исследуемые зависимости близки к линейным, а форма кривой не меняется при изменении диаметра шара. Падение напряжения на измерительном сопротивлении возрастает с увеличением диаметра шара и его удалением от ЛЭП. На основании измеренных значений напряжений по формуле (2.8) рассчитана эквивалентная емкость пассивного тела:

$$C_0^* = \frac{U_R}{\Phi_1 \cdot \omega \cdot R}, \quad (2.18)$$

где C_0^* – эквивалентная емкость пассивного тела, рассчитанная исходя из результатов моделирования, Ф; U_R – падение напряжения на измерительном резисторе, В; ω – угловая частота сетевого напряжения, рад/с; R – значение сопротивления измерительного резистора, Ом.

Пользуясь (2.18) проведен расчет эквивалентных емкостей для заданных величин длины соединительного проводника между линией электропередач и измерительным резистором, имитирующим влияние удаления шара от линии электропередач. По результатам расчетов построены графики зависимости эквивалентной емкости C_0^* от расстояния до линии l и диаметра шара D (рисунок 2.29).

Из графика видно, что зависимость имеет практически линейный характер, форма кривой при изменении диаметра шара не изменяется. С увеличением диаметра шара, а также удаления шара от линии электропередач эквивалентная емкость системы на измерительном сопротивлении растет.

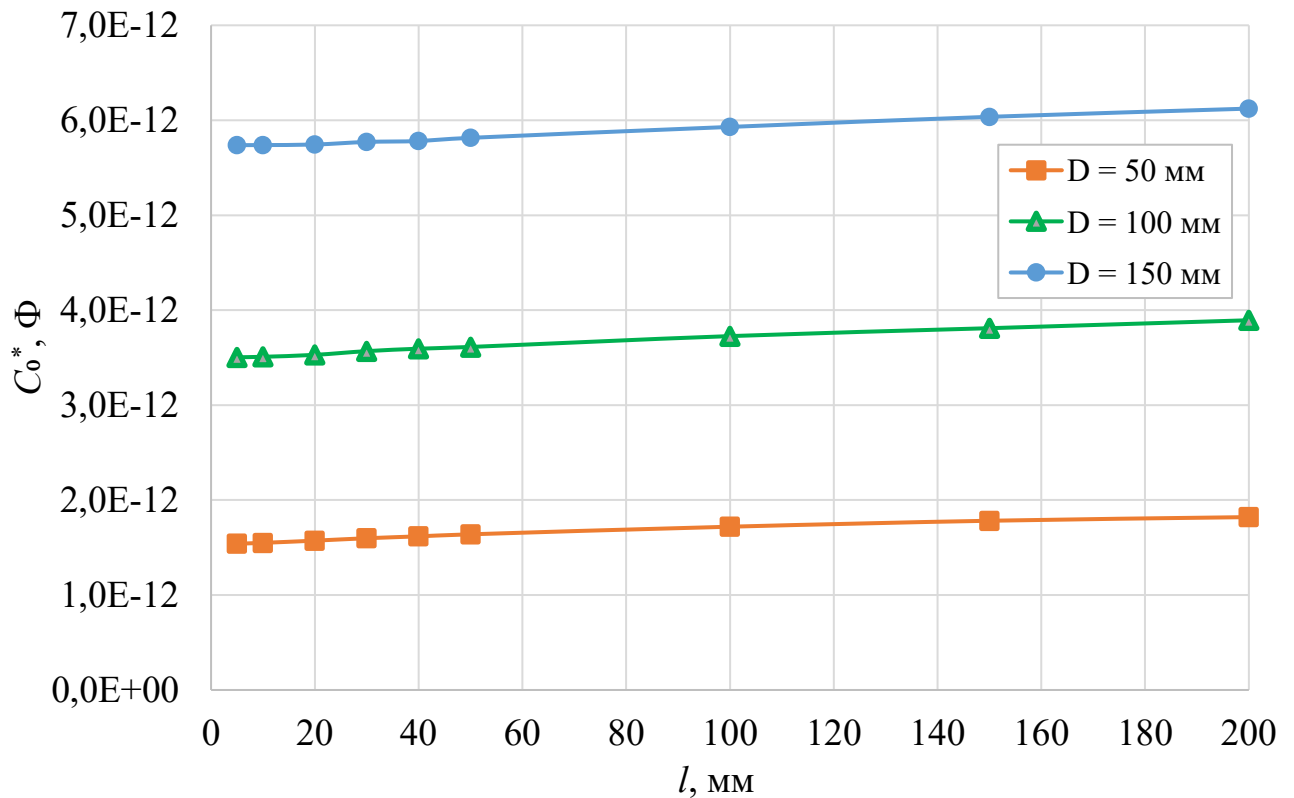


Рисунок 2.29 – Графики зависимости эквивалентной емкости от расстояния до линии и диаметра шара

По полученным расчетным значениям эквивалентной емкости СГСТ проведено их сравнение с расчетными значениями емкости уединенных элементов, т.е. уединенного шара и уединенного полого цилиндра. На основе (2.18), формула расчета коэффициентов корректировки эквивалентной емкости примет вид:

$$k = \frac{C_0^*}{C_0}. \quad (2.19)$$

По полученным результатам расчетного и экспериментального значений емкостей построены графики зависимостей коэффициента корректировки эквивалентной емкости k от диаметра шара D и удаления шара от линии электропередач l (рисунок 2.30).

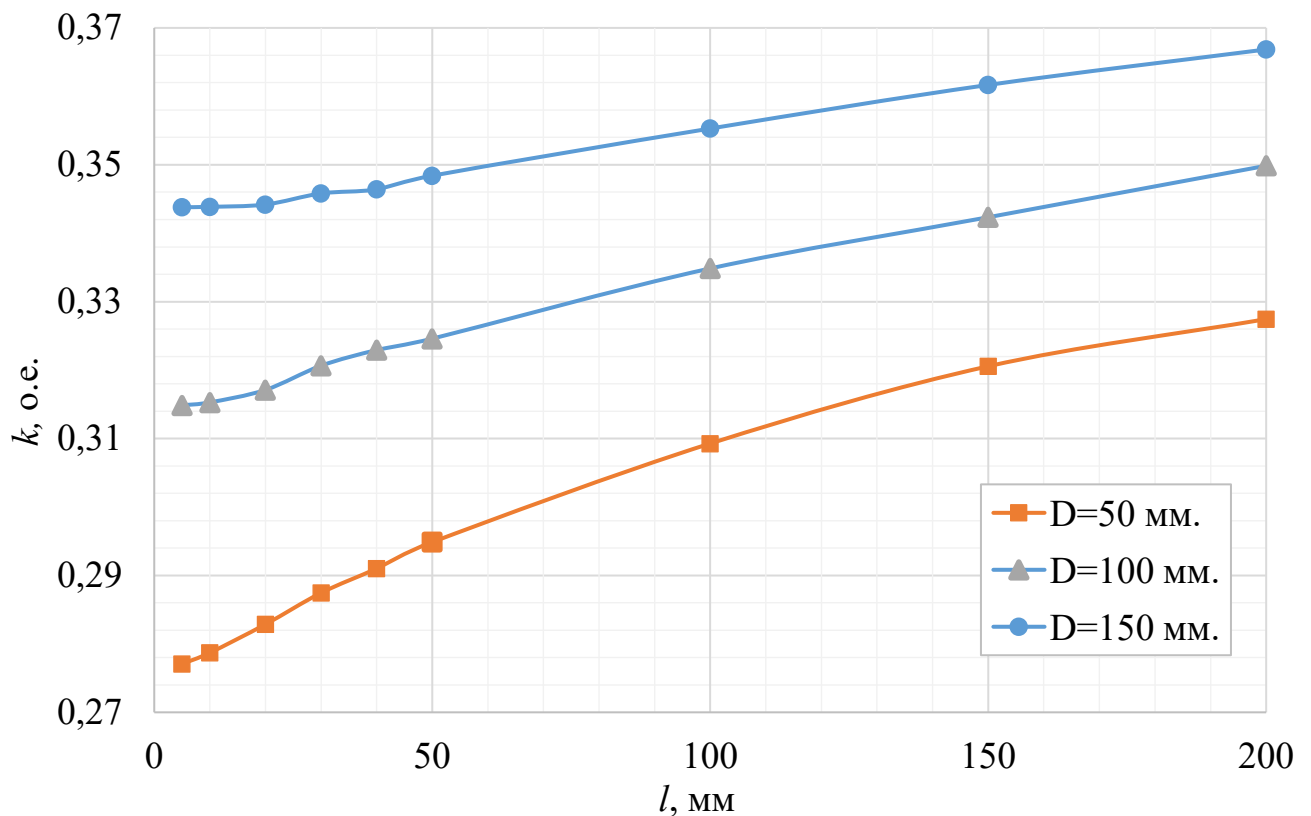


Рисунок 2.30 – Зависимость коэффициента корректировки эквивалентной емкости k от диаметра шара D и удаления шара от линии электропередач l

Пользуясь рисунком 2.30, полученные данные аппроксимированы путем их линеаризации функцией первого порядка (рисунок 2.31). Анализ показывает, что зависимости для диаметров 100 и 150 мм с высокой точностью аппроксимируются линейными функциями. Для диаметра 50 мм наилучшее приближение дает полином второй степени, однако в инженерных расчетах допустимо использование линейной аппроксимации, так как максимальное отклонение экспериментальных точек от линейной модели не превышает 1,7 %.

Аналогичным образом проведено моделирование для полого цилиндрического пассивного тела при последовательном увеличении длины l соединительного провода между активным телом и измерительным резистором до 200 мм. Кроме того, указанный опыт был проведен для диаметров цилиндра, равных 50 мм, 100 мм и 150 мм. Расчет параметров произведен в течении одного периода синусоидального сигнала промышленной частотой 50 Гц, т.е. 0.02 сек.

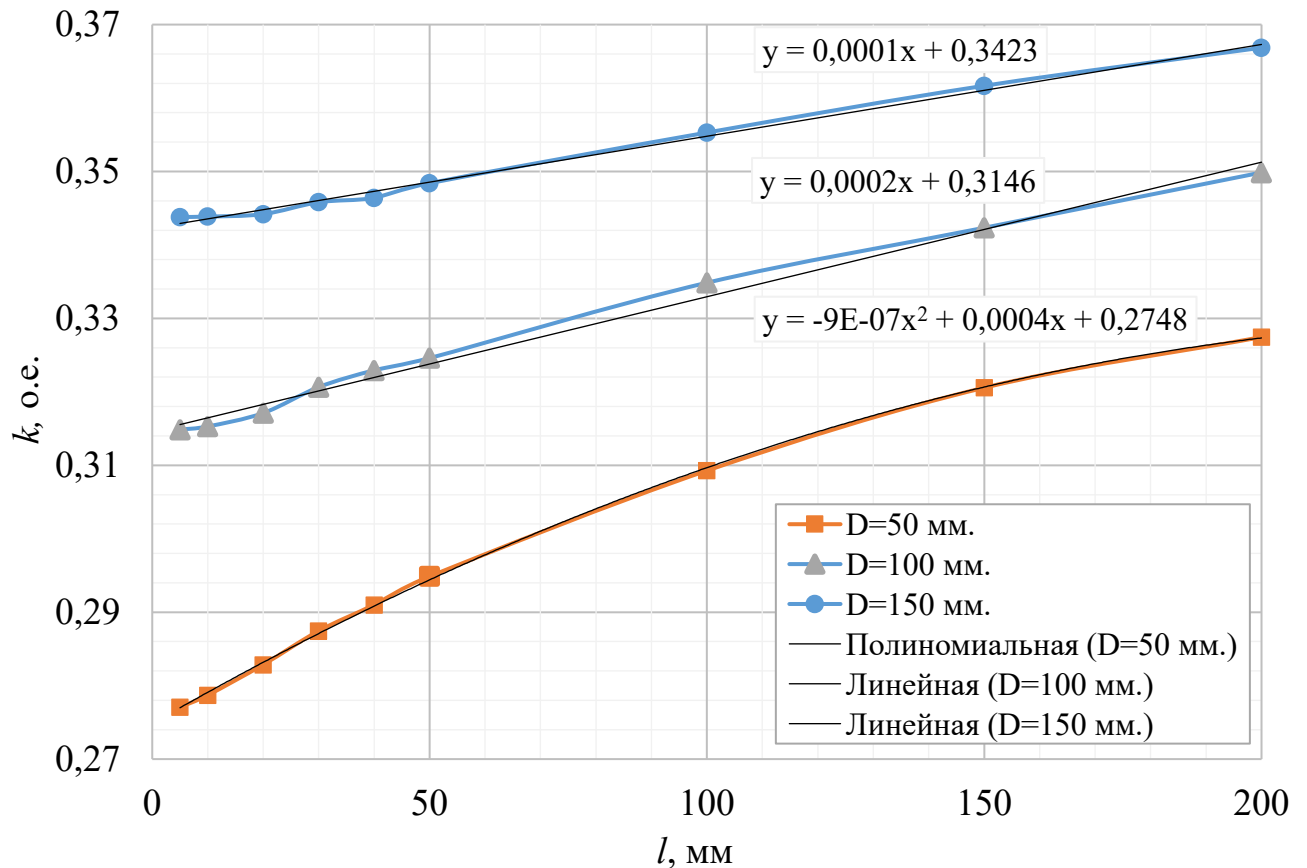


Рисунок 2.31 – Зависимость коэффициента коррективки эквивалентной емкости k от диаметра шара D и удаления шара от линии электропередач l с аппроксимацией

На рисунке 2.32 показана зависимость амплитудного значения падения напряжения на измерительном сопротивлении при фиксированной амплитуде потенциала активного тела в зависимости от удаленности полого цилиндра от линии электропередачи для различных диаметров цилиндра.

После измерения величин напряжения на линии электропередач и электрического потенциала шара проведены расчеты эквивалентных емкостей СГСТ для заданных величин длины соединительного проводника между линией электропередач и измерительным резистором (влияние удаленности полого цилиндра от линии электропередач).

По результатам расчетов построены графики зависимости эквивалентной емкости от расстояния до линии и диаметра полого цилиндра, показанные на рисунке 2.33.

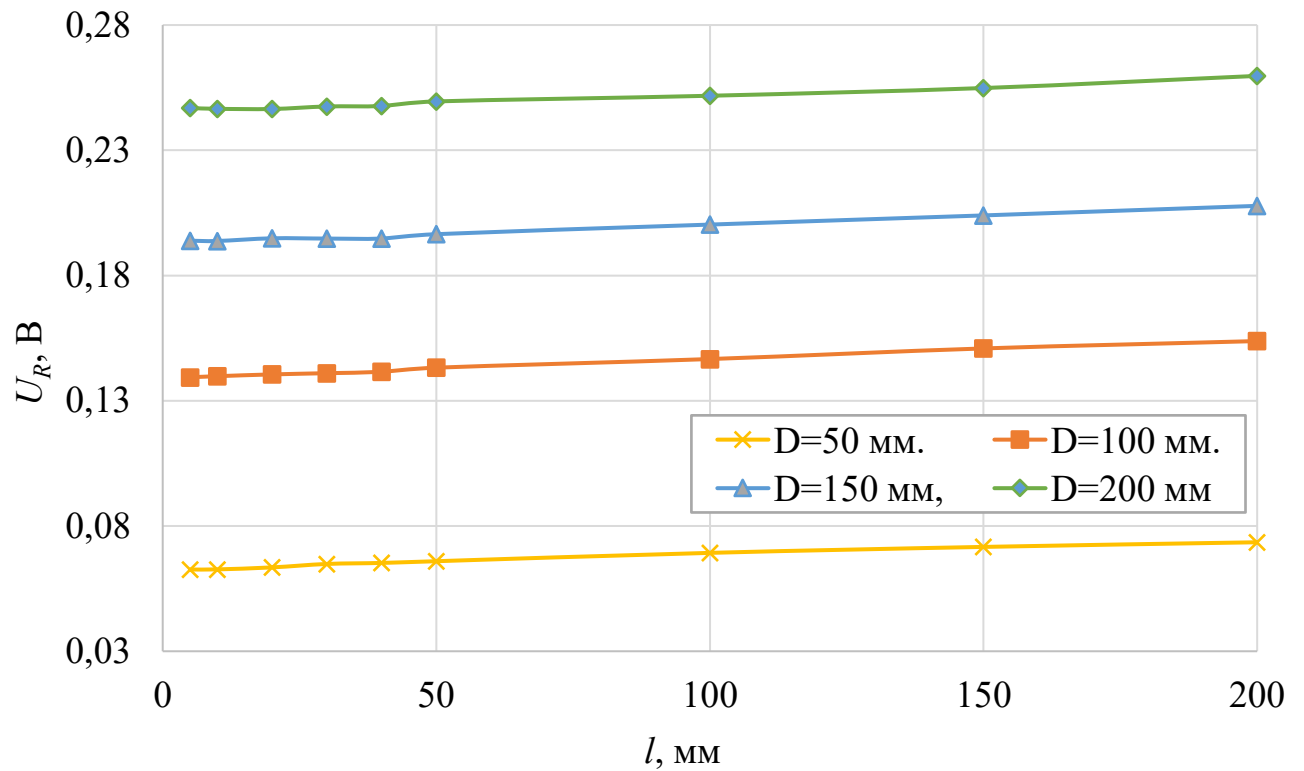


Рисунок 2.32 – Зависимость величины падения напряжения на измерительном сопротивлении от расстояния до линии и диаметра полого цилиндра

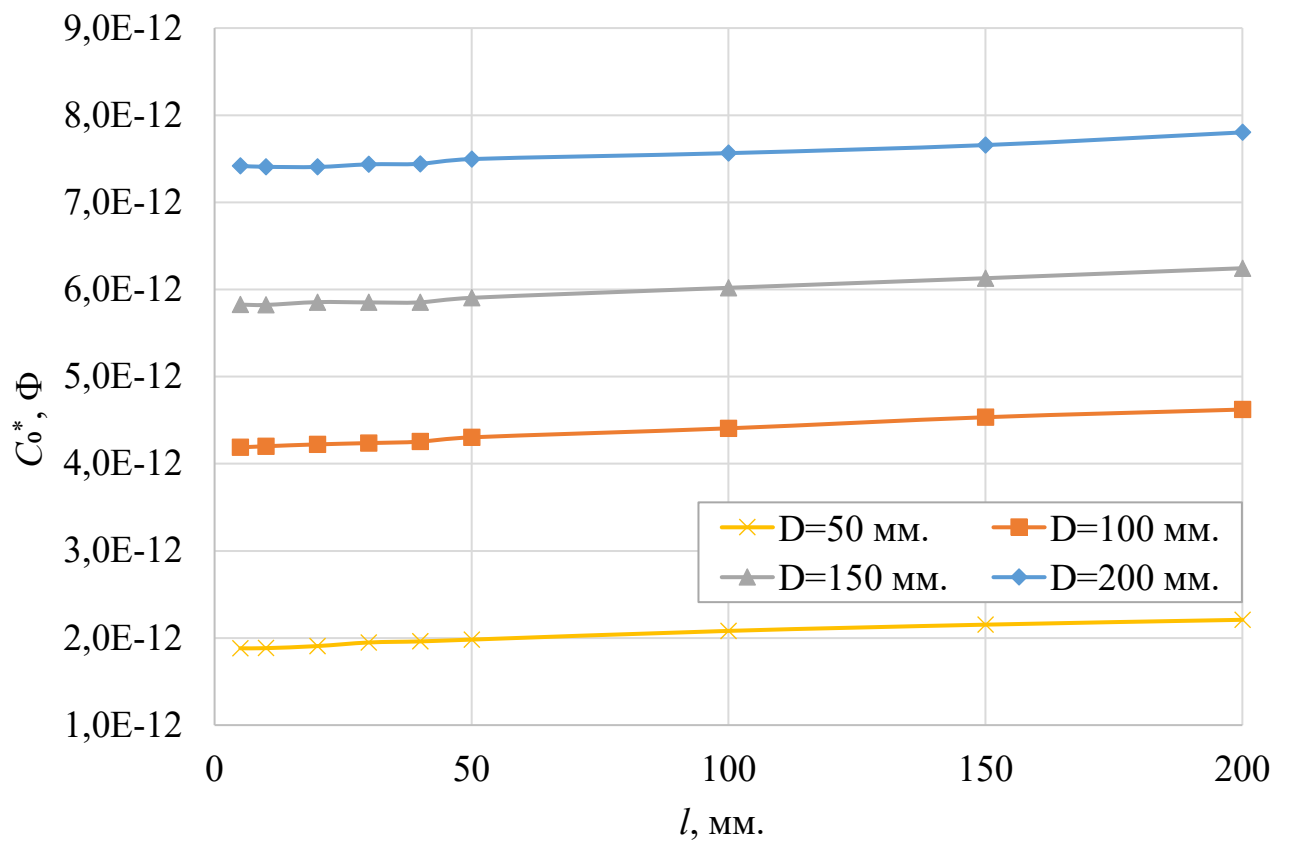


Рисунок 2.33 – Зависимость эквивалентной емкости от расстояния до линии и диаметра полого цилиндра

Анализ графиков показывает, что исследуемые зависимости носят практически линейный характер, причем форма кривой сохраняется при изменении диаметра цилиндра. Увеличение диаметра цилиндра и его удаление от линии электропередачи приводят к росту эквивалентной емкости системы.

Полученные расчетные значения эквивалентной емкости СГСТ сопоставлены с расчетной емкостью уединенного цилиндра. По полученным результатам расчетного и экспериментального значений емкостей построены графики зависимостей коэффициента корректировки эквивалентной емкости k от диаметра цилиндра D и удаления цилиндра от линии электропередач l (рисунок 2.34).

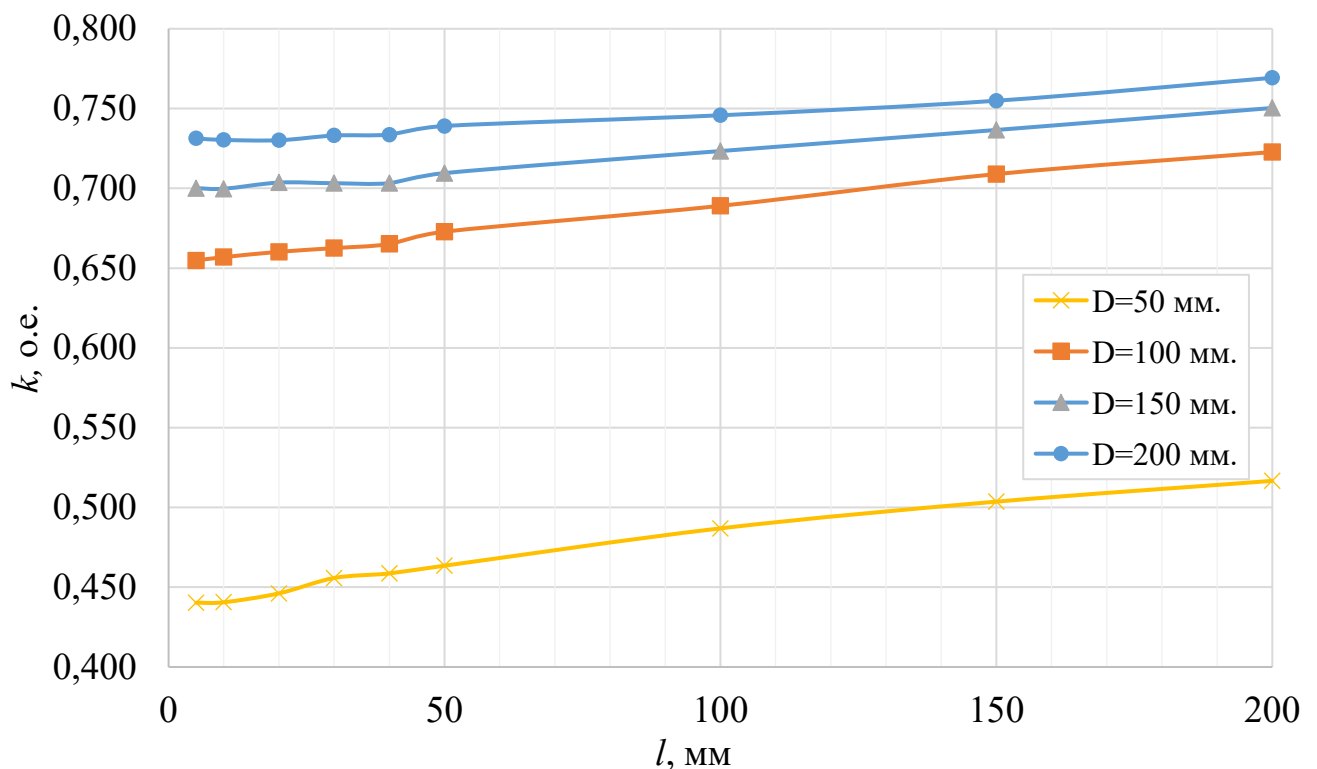


Рисунок 2.34 – Зависимость коэффициента корректировки эквивалентной емкости k от диаметра цилиндра D и удаления цилиндра от линии электропередач l

Пользуясь рисунком 2.34, проведена аппроксимация полученных данных путем их линеаризации функцией первого порядка (рисунок 2.35).

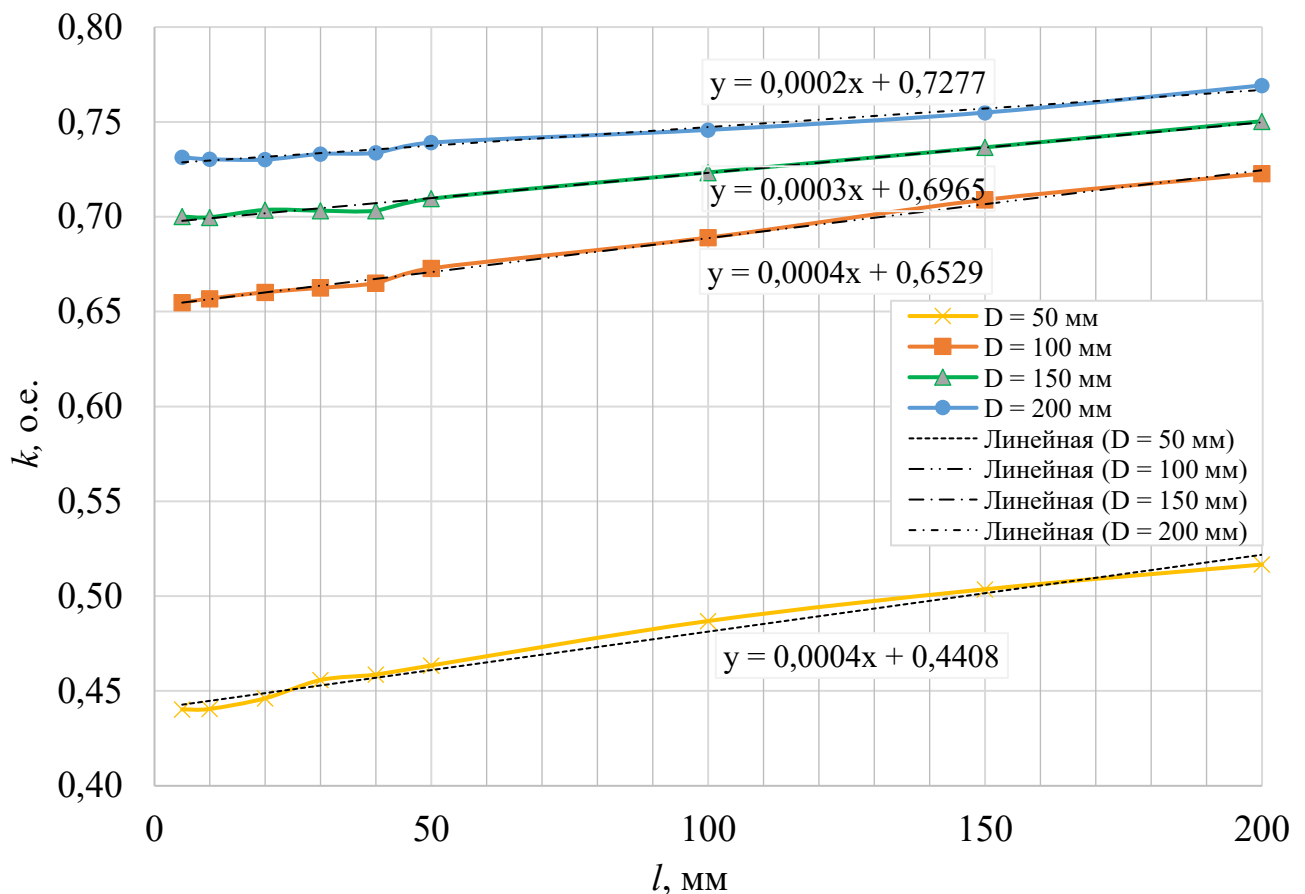


Рисунок 2.35 – Зависимость коэффициента коррективки эквивалентной емкости k от диаметра цилиндра D и удаления цилиндра от линии электропередач l с линейной аппроксимацией

Из рисунка 2.35 следует, что наибольшая погрешность линеаризации соответствует диаметру цилиндра $D = 150$ мм. Для этого случая выполнена оценка погрешности. Согласно данным таблицы 2.1, отклонение экспериментальных значений коэффициента k от линеаризованных не превышает 0,56 %.

Таблица 2.1 – Значения коэффициентов коррективки эквивалентной емкости для цилиндра $D = 150$ мм

l , мм	5	10	20	30	40	50	100	150	200
k , о.е., расчет	0,700	0,700	0,704	0,703	0,703	0,710	0,723	0,737	0,750
k , о.е., линеаризация	0,698	0,699	0,702	0,704	0,707	0,710	0,723	0,736	0,750
Относительная погрешность, %	0,323	0,081	0,250	0,185	0,559	0,041	0,030	0,016	0,078

Влияние сопротивления измерительного резистора на эквивалентную емкость системы оценивали путем моделирования СГСТ. Параметры модели: диаметр шара – 100 мм, длина соединительного проводника – 50 мм. При этих фиксированных значениях изменяли удельное сопротивление резистора, сохраняя его геометрические размеры неизменными. Результаты расчета сведены в таблицу 2.2.

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод: изменение величины сопротивления измерительного резистора не влияет на величину эквивалентной емкости СГСТ.

Таблица 2.2 – Эквивалентная емкость СГСТ при изменении сопротивления измерительного резистора

Удельное сопротивление измерительного резистора ρ_R , Ом·м	5	15	20	150
Сопротивление измерительного резистора R , Ом	3537	10610	14147	106103
Величина падения напряжения на измерительном резисторе U_R , В	0,04	0,12	0,16	1,2
Эквивалентная емкость измерительной системы C_o^* , пФ	3,6081	3,6082	3,6081	3,6081

В общем случае все значения эквивалентной емкости, полученные в результате моделирования, меньше расчетной емкости бесконечно удаленного пассивного тела. Это объясняется тем, что при выравнивании электрического потенциала пассивного тела относительно активного, часть потенциала формируется электрическим полем активного тела, в результате чего требуется меньшее количество электрического заряда на поверхности пассивного тела в сравнении с бесконечно удаленным пассивным телом для формирования того же значения электрического потенциала.

Таким образом, получены корректирующие зависимости, связывающие корректирующий коэффициент емкости пассивного тела от его удаления от активного тела. Данные зависимости можно использовать при проектировании систем измерения напряжения в первом приближении. В случае необходимости

получения более точных значений эквивалентной емкости или использовании в качестве пассивного тела элемента другой формы или размера целесообразно получать значение эквивалентной емкости путем компьютерного моделирования придерживаясь приведенной выше последовательности действий [164].

2.4.3 Сравнительный анализ влияния элементов конструкции СГСТ на эквивалентную емкость

Дополнительное конечно-элементное моделирование в Altair Flux выполнено для верификации аналитических зависимостей и количественной оценки влияния элементов конструкции на эквивалентную емкость [165]. Моделирование направлено на оценку степени влияния длины соединительных проводников, связывающих активное тело, измерительный резистор и пассивное тело. Условия проведения моделирования показаны на рисунке 2.36.

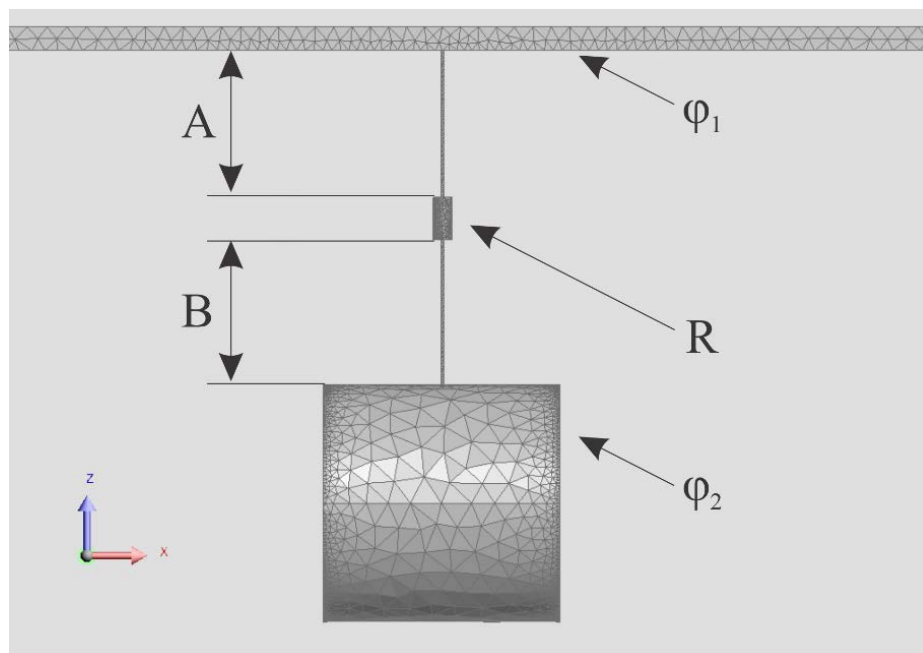


Рисунок 2.36 – Конечно-элементная модель для исследования влияния соединительных проводников

Исследовались два ключевых расстояния: расстояние A – между активным телом (ЛЭП) и измерительным резистором и расстояние B – между измерительным

резистором и пассивным телом. Моделирование проводилось в режиме исследования переходных процессов Transient Electric 3D. К линии электропередач с потенциалом φ_1 прикладывалось внешнее переменное напряжение, подлежащее измерению и проводились замеры потенциала на концах сопротивления в точках φ_1 и φ_2 . После этого эквивалентная емкость рассчитывалась по формуле:

$$C_0^* = \frac{\varphi_{1\max} - \varphi_{2\max}}{\omega \cdot R \cdot \varphi_{1\max}}, \quad (2.20)$$

где $\varphi_{1\max}$ и $\varphi_{2\max}$ – амплитудные значения потенциалов в соответствующих точках измерения, В; R – величина измерительного сопротивления, Ом; ω – угловая частота сетевого напряжения, рад/с. На рисунке 2.37 показаны результаты моделирования, отражающие распределение скалярного потенциального поля в окрестности измерительного органа системы измерения напряжения для одной из конфигураций.

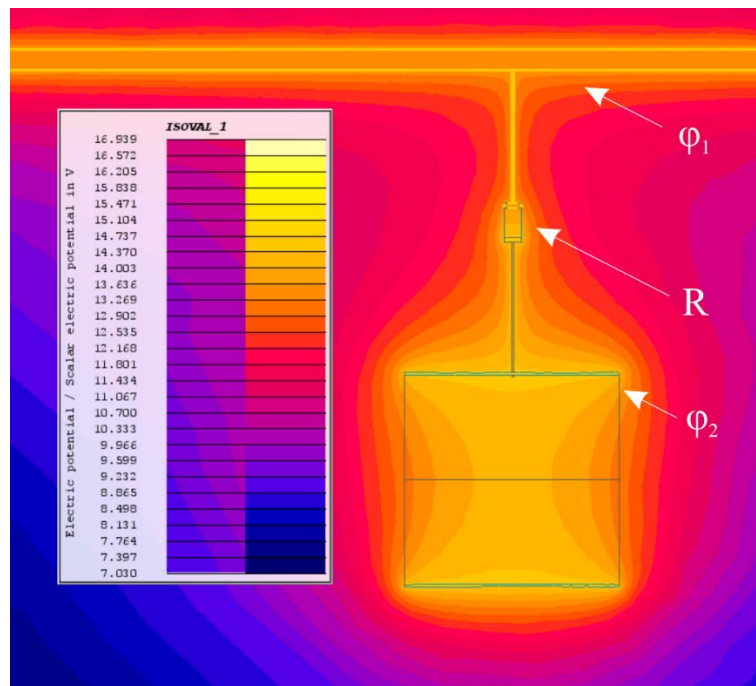


Рисунок 2.37 – Распределение скалярного потенциального поля в окрестности измерительного органа

Построены модели с различными расстояниями A и B . Данные, полученные по результатам моделирования сведены в таблицу 2.3.

Таблица 2.3 – Зависимость эквивалентной емкости пассивного тела от расстояния до активного тела

$B = 31$ мм					
A , мм	31	41	51	61	71
C_0^* , пФ	2,01	2,027	2,035	2,047	2,04
$A = 31$ мм					
B , мм	31	41	51	61	71
C_0^* , пФ	2,01	2,065	2,108	2,163	2,251

На основании данных Таблицы 2.3 построены графики, приведенные на рисунке 2.38.

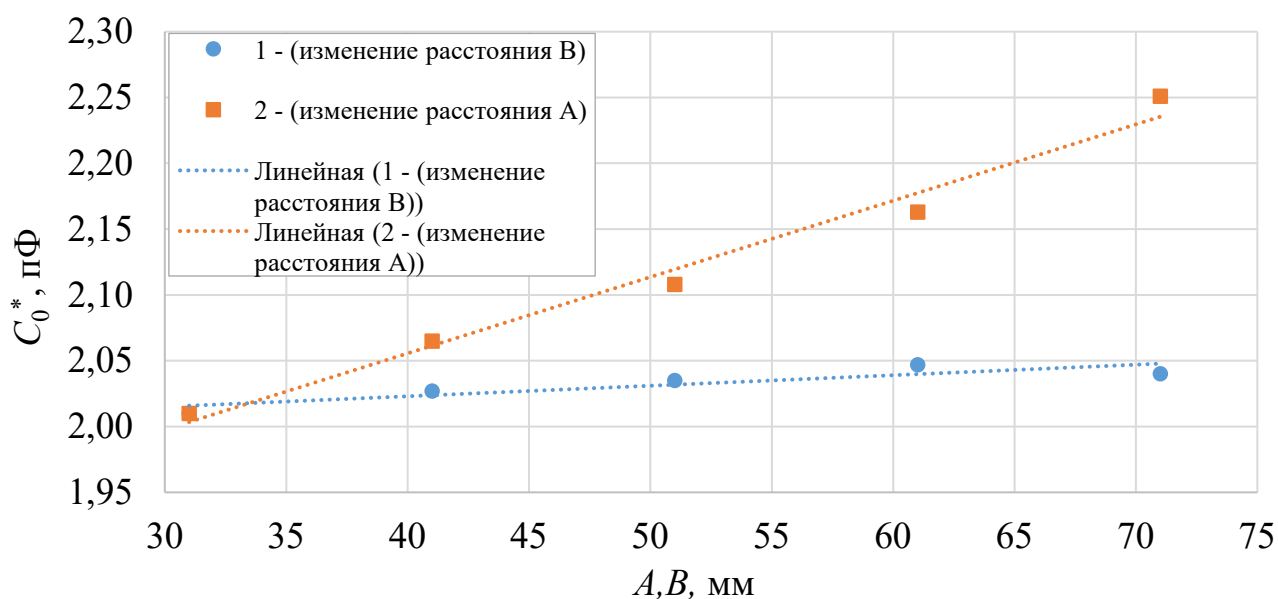


Рисунок 2.38 – Зависимость эквивалентной емкости пассивного тела от расстояния до активного тела: 1 – изменение расстояния B ; 2 – изменение расстояния A .

Анализ результатов моделирования показывает, что оба расстояния оказывают влияние на эквивалентную емкость C_0^* , однако это влияние носит разный характер. Увеличение расстояния B приводит к более значительному росту C_0^* , чем увеличение расстояния A . Так, при изменении расстояния B от 31 мм до 71

мм эквивалентная емкость возросла с 2,01 пФ до 2,251 пФ (примерно на 12%), в то время как аналогичное изменение расстояния A вызвало рост лишь до 2,04 пФ (примерно на 1,5%).

Полученные данные демонстрируют, что пассивное тело, будучи удаленным от измерительного резистора, в большей степени проявляет свойства уединенного проводника, что и приводит к увеличению его эквивалентной емкости. Это экспериментально подтверждает теоретическое положение о том, что эквивалентная емкость является функцией не только геометрии пассивного тела, но и его расположения относительно всех элементов системы, и должно учитываться при проектировании систем измерения напряжения.

2.4.4 Исследование влияния внешних электрических полей соседних фаз на погрешность системы измерения напряжения

Одним из основных параметров математической модели измерительного органа разрабатываемой системы измерения напряжения (2.8) является собственная емкость пассивного тела, рассматриваемого как бесконечно удаленное тело. Собственная емкость электропроводящего тела в общем виде определяется зависимостью:

$$C_0 = \frac{Q}{\Phi_2}, \quad (2.21)$$

где Q – величина электрического заряда пассивного тела, Кл; Φ_2 – электрический потенциал на поверхности пассивного тела, В.

Следует отметить, что полученное значение соответствует емкости бесконечно удаленного тела, что предполагает отсутствие внешних электрических полей. В таких условиях электрический потенциал на поверхности цилиндрического либо шарообразного тела будет формироваться только носителями заряда находящимся на этом теле. В реальных условиях, в непосредственной близости от пассивного тела могут находиться посторонние источники электрического поля. Учитывая, что электрический потенциал имеет

постоянную величину на поверхности проводящего тела, а его величина будет формироваться как электрическим полем, создаваемым носителями электрического заряда на поверхности этого тела, так и электрическими полями внешних источников, становится очевидным, что для создания одной и той же величины электрического потенциала величина электрического заряда тела будет меняться в зависимости от напряженности электрического поля, создаваемого внешними источниками.

Это ведет к тому, что на величину эквивалентной собственной емкости пассивного тела будут оказывать влияние электрические поля, создаваемые внешними источниками. Пассивное тело измерительного органа системы измерения напряжения будет подвержено влиянию внешних электрических полей, создаваемыми двумя основными источниками: непосредственно фазой линии электропередачи, на которой проводится измерение электрического потенциала и соседними фазами. В связи с этим ниже рассмотрено влияние этих источников электрического поля на эквивалентную собственную емкость пассивного тела измерительного органа системы.

Учитывая, что в реальных условиях в области пассивного тела присутствуют электрические поля от дополнительных внешних источников, появляется необходимость корректировки значения собственной эквивалентной емкости, используемой в модели.

Исследование влияния электрических полей соседних фаз [165] проводилось методом компьютерного моделирования с использованием программного обеспечения Flux, входящего в состав программного пакета Altair HyperWorks. В модель были введены три проводника, имитирующих трехфазную ЛЭП, к которой приложена трехфазная система напряжений, как это показано на рисунке 2.39. Моделирование проводилось для случаев, когда пассивное тело закреплено на фазе *A* и на фазе *B*. Расстояние между фазами варьировалось от минимально допустимого в соответствии с [166] до примерно двукратного от минимального. На рисунке 2.39 показана часть модели для случая, когда пассивное тело прикреплено к фазе *B*.

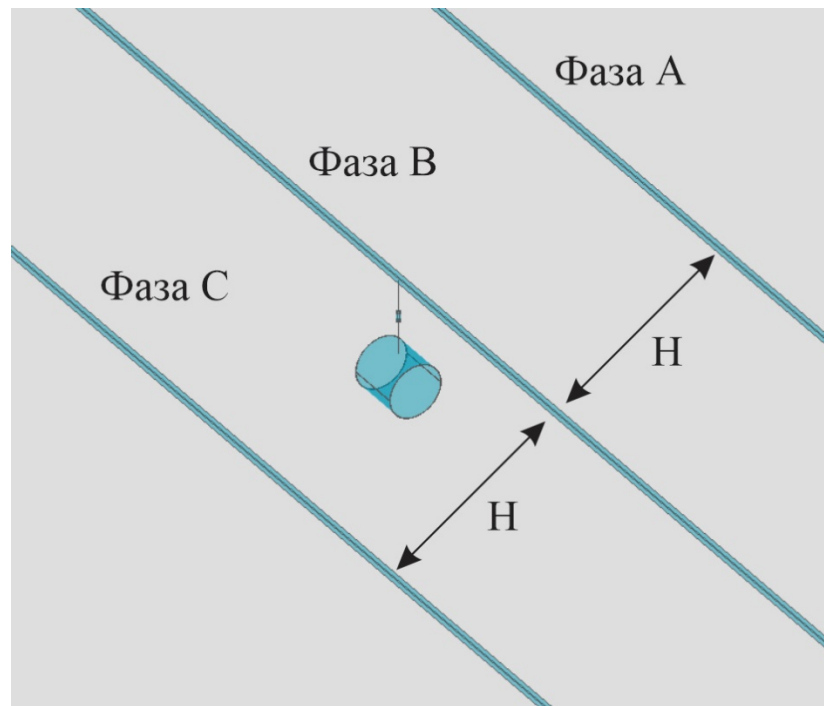


Рисунок 2.39 – Конечно-элементная модель СГСТ при наличии соседних фаз

Моделирование проводилось для ряда напряжений от 6 до 110 кВ с расстояниями от соответствующих их минимальным допустимым расстоянием между фазами H до примерно двукратному от минимального расстояния. При этом рассматривалось два случая расположения пассивного тела: на фазе, расположенной посередине (фаза B) и на фазе, расположенной сбоку, относительно пассивного тела (фаза A). При моделировании фиксировались значения потенциалов на активном и пассивном теле, с дальнейшим определением их разности, соответствующей падению напряжения на измерительном резисторе. Распределение электрического потенциала в СГСТ при наличии соседних фаз показано на рисунке 2.40.

Амплитуды падения напряжения на измерительном резисторе, полученные в результате моделирования приведены в таблицах 2.4 – 2.7. Также в этих таблицах в относительных величинах приведены отклонения результатов измерения в трехфазной системе относительно измерений уединённого проводника.

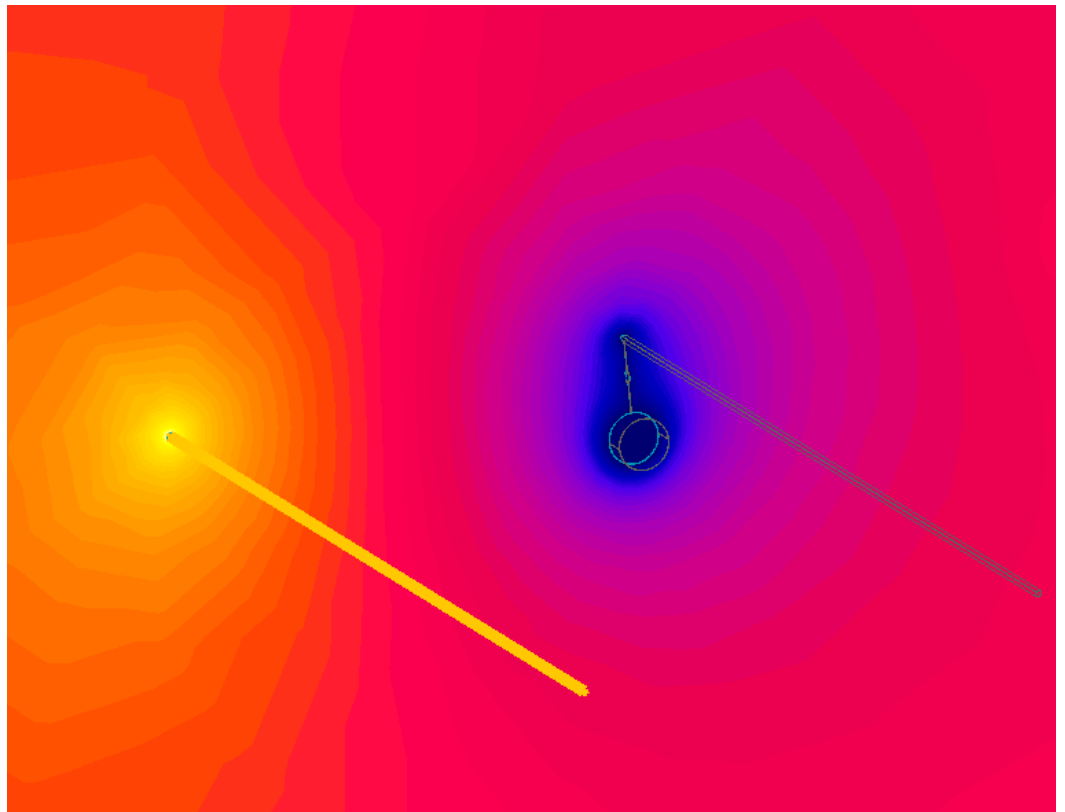


Рисунок 2.40 – Распределение электрического потенциала в СГСТ при наличии соседних фаз

Таблица 2.4 – Результаты моделирования для напряжения 6 кВ

Расстояние между фазами H , мм	Измерительный орган на фазе B		Измерительный орган на фазе A	
	Падение напряжения на измерительном резисторе U_R , В	Отклонение от падения напряжения на уединённой фазе, ΔU , %	Падение напряжения на измерительном резисторе U_R , В	Отклонение от падения напряжения на уединённой фазе, ΔU , %
220	1,44	54,17	1,32	40,70
240	1,43	53,32	1,29	38,62
260	1,40	49,99	1,28	36,28
280	1,37	46,02	1,27	36,06
300	1,34	43,36	1,24	32,93
320	1,32	41,28	1,23	31,45
340	1,31	39,52	1,22	29,97
360	1,29	37,58	1,21	29,17
380	1,26	34,76	1,19	26,94
400	1,26	34,76	1,18	25,76
420	1,25	33,29	1,17	25,39

Таблица 2.5 – Результаты моделирования для напряжения 20 кВ

Расстояние между фазами H , мм	Измерительный орган на фазе B		Измерительный орган на фазе A	
	Падение напряжения на измерительном резисторе U_R , В	Отклонение от падения напряжения на уединённой фазе, ΔU , %	Падение напряжения на измерительном резисторе U_R , В	Отклонение от падения напряжения на уединённой фазе, ΔU , %
320	1,39	41,23	1,29	31,46
340	1,37	39,47	1,28	30,11
360	1,35	36,32	1,25	27,86
380	1,34	34,71	1,25	27,79
400	1,32	34,71	1,23	25,78
420	1,31	33,24	1,23	25,41
460	1,28	30,40	1,21	23,52
500	1,27	29,07	1,19	21,15
540	1,25	27,19	1,17	19,79
580	1,22	24,66	1,18	19,92
620	1,21	22,98	1,16	18,72
660	1,21	23,73	1,15	17,41

Таблица 2.6 – Результаты моделирования для напряжения 35 кВ

Расстояние между фазами H , мм	Измерительный орган на фазе B		Измерительный орган на фазе A	
	Падение напряжения на измерительном резисторе U_R , В	Отклонение от падения напряжения на уединённой фазе, ΔU , %	Падение напряжения на измерительном резисторе U_R , В	Отклонение от падения напряжения на уединённой фазе, ΔU , %
460	1,24	32,86	1,18	23,50
480	1,25	33,23	1,17	23,22
500	1,23	31,50	1,16	21,14
520	1,22	30,05	1,16	21,71
540	1,21	29,59	1,14	19,78
560	1,20	28,17	1,15	20,80
580	1,19	27,01	1,14	19,91
600	1,19	27,77	1,13	18,94
680	1,16	24,14	1,11	16,92
720	1,15	22,82	1,10	15,52
760	1,13	21,22	1,09	14,67
800	1,13	20,43	1,08	13,70
880	1,12	19,93	1,08	12,89

Таблица 2.7 – Результаты моделирования для напряжения 110 кВ

Расстояние между фазами H , мм	Измерительный орган на фазе B		Измерительный орган на фазе A	
	Падение напряжения на измерительном резисторе U_R , В	Отклонение от падения напряжения на уединённой фазе, ΔU , %	Падение напряжения на измерительном резисторе U_R , В	Отклонение от падения напряжения на уединённой фазе, ΔU , %
1000	1,03	9,55	0,99	10,89
1100	1,01	7,92	0,99	10,32
1200	0,99	6,82	0,97	8,14
1300	1,00	7,30	0,96	7,04
1400	0,99	6,04	0,96	6,48
1500	0,98	5,03	0,96	6,83
1600	0,99	5,38	0,97	7,46
1700	0,97	3,14	0,95	5,82
1800	0,98	4,77	0,96	7,09
1900	0,96	2,08	0,95	5,76
2000	0,95	1,98	0,95	5,46

На рисунке 2.41 приведены результаты моделирования в виде временных зависимостей для различных расстояний между фазами при расположении измерительного органа на фазе A и фазе B соответственно.

Из полученных результатов следует вывод о том, что соседние фазы существенно влияют на результаты измерений, а в случае с расположением измерительного органа на фазе A формируют еще и фазовый сдвиг относительно измеряемого напряжения.

Для описания общей закономерности влияния эквивалентной емкости пассивного тела от расстояния между фазами, был проведен расчет величины эквивалентной емкости пассивного тела, полученный для различных расстояний между фазами при напряжении 6 кВ, приведенный в таблице 2.8.

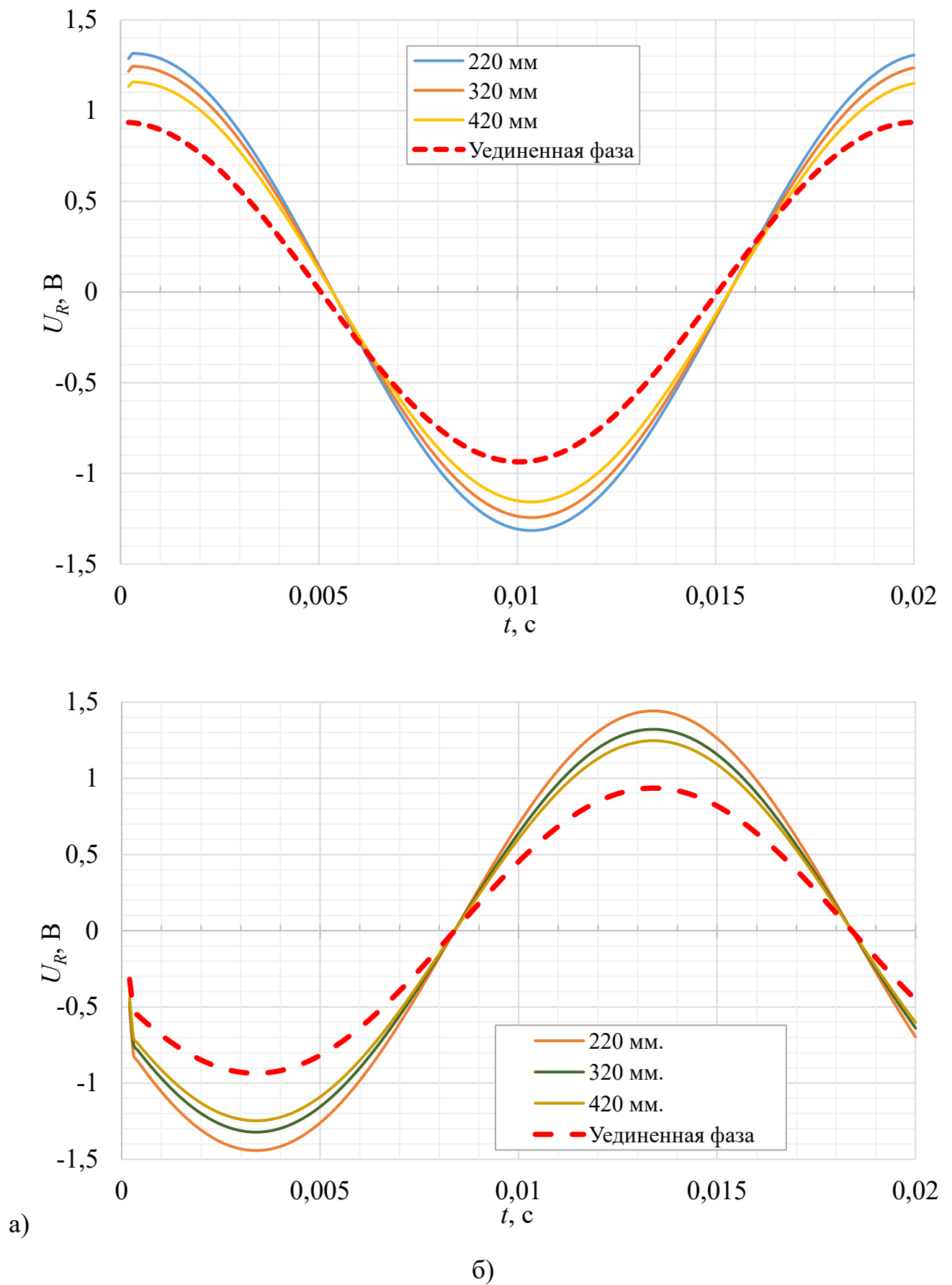


Рисунок 2.41 – Падение напряжения на измерительном резисторе при расположении измерительного органа на фазе A (а) и на фазе B (б)

Таблица 2.8 – Зависимость эквивалентной емкости пассивного тела от расстояния между фазами

Место присоединения пассивного тела	Расстояние между фазами H , мм					
	220	260	300	340	380	420
Фаза А	2,79 пФ	2,70 пФ	2,63 пФ	2,58 пФ	2,52 пФ	2,48 пФ
Фаза В	3,05 пФ	2,97 пФ	2,84 пФ	2,76 пФ	2,67 пФ	2,64 пФ

На рисунке 2.42 приведены зависимости эквивалентной собственной емкости пассивного тела от расстояния между проводниками фаз, из которых видно, что по мере увеличения расстояния емкость уменьшается. Причиной этого явления является, как и в случае с влиянием электрического поля фазы, на которой производится измерение с той разницей, что соседние фазы формируют в окрестности пассивного тела электрический потенциал противоположного знака.

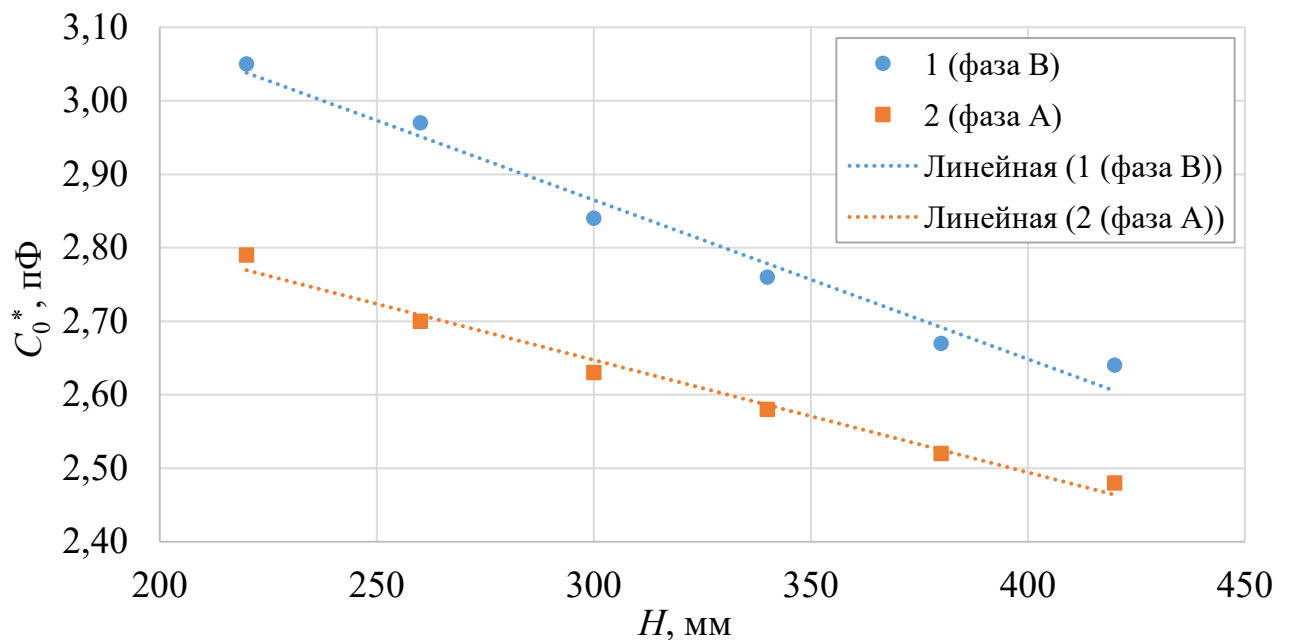


Рисунок 2.42 – Зависимость эквивалентной емкости пассивного тела от расстояния между фазами: 1 – пассивное тело прикреплено фазе В; 2 – пассивное тело прикреплено к фазе А.

Анализируя результаты моделирования, можно сделать следующие основные выводы:

1) Влияние соседних фаз при питании их симметричной трехфазной системы напряжений способствует увеличению измеренного сигнала относительно измерений на уединённом проводнике. Это вызвано тем, что суммарное электрическое поле соседних фаз имеет отрицательное направление относительно поля, создаваемого фазой, на которой происходит измерение и поля создаваемого пассивным телом, что требует большего количества электрического заряда на пассивном теле для выравнивания на его поверхности электрического потенциала. В математической модели это явление можно рассматривать как увеличение эквивалентной емкости пассивного тела.

2) По мере увеличения расстояния между проводниками соседних фаз отклонение измеренного сигнала от измерений на уединенном проводнике уменьшается, что вызвано ослаблением электрического поля, созданного соседними проводниками в окрестности пассивного тела.

3) Для различных уровней напряжений при одинаковом расстоянии между фазами относительное отклонение от измерений уединённого проводника остается одинаковым (отклонения в приведенных в таблицах вызвано ошибкой моделирования).

4) При расположении системы измерения напряжения на фазе A помимо отклонения амплитуды, в сравнении с уединенным проводником, также наблюдается небольшой фазовый сдвиг, величина которого при минимальном расстоянии между фазами составляет $5,4^\circ$ и уменьшается по мере увеличения расстояния между фазами.

Таким образом, выявлено, что электрические поля соседних фаз оказывают существенное влияние на результаты измерения.

Выводы по второй главе

1. Предложена принципиально новая конструкция измерительного органа системы измерения напряжения на базе СГСТ, в которой активное тело (провод ЛЭП) и пассивное тело (металлический элемент) соединены через резистор. Данное

решение позволяет измерять потенциал линии относительно земли без гальванической связи измерительной цепи с землей, обеспечивая требуемую электрическую изоляцию при измерении высоких напряжений.

2. Разработана математическая модель СГСТ, описывающая ее как реальное дифференцирующее звено с постоянной времени $T = RC_0$. Модель позволяет на этапе проектирования определять параметры измерительного органа (сопротивление R , емкость C_0), обеспечивая согласование выходного сигнала с входными цепями устройства сопряжения.

4. Для компенсации дифференцирующих свойств измерительного органа разработано устройство сопряжения на основе одноемкостного звена с частотой среза $\omega_c = 0,1\omega_s$. Установлено, что данное решение обеспечивает точное восстановление формы измеряемого сигнала при одновременном подавлении высокочастотных помех и исключении накопления постоянной составляющей ошибки.

5. Проведено моделирование в среде Matlab/Simulink, подтвердившее, что разработанный измерительный орган обеспечивает фазовый сдвиг 90° между входным и выходным сигналом. Установлено, что переходные процессы в системе имеют длительность 5-7 нс, что необходимо учитывать при расчете тепловых режимов, но не влияет на точность измерений в установившемся режиме.

6. Исследована собственная емкость пассивных тел. Для цилиндрических тел получена эмпирическая зависимость $C_{\text{цил}} = -28,94L^2 + 20,91L + 0,35 + D61,66L^{0,165}$, где L – длина цилиндра, D – диаметр цилиндра, связывающая геометрические размеры полого цилиндрического тела с величиной собственной емкости. Погрешность численного расчета не превышает 5% по сравнению с экспериментальными данными.

7. Установлено, что длина проводника между пассивным телом и измерительным резистором оказывает существенно большее влияние на эквивалентную емкость (до 12% роста), чем длина проводника между резистором и активным телом (около 1,5%).

8. Конечно-элементное моделирование в Altair/Flux позволило определить корректирующие коэффициенты для эквивалентной емкости пассивного тела с учетом влияния активного тела (ЛЭП). Установлено, что эквивалентная емкость увеличивается с ростом расстояния между телами. Наибольшее влияние оказывает удаление пассивного тела от измерительного резистора (рост емкости до 30% при увеличении расстояния от 5 до 200 мм).

9. Исследовано влияние соседних фаз ЛЭП на точность измерений. При симметричной нагрузке отклонение амплитуды сигнала достигает 54% для 6 кВ и снижается до 2% для 110 кВ. Для фазы А наблюдается дополнительный фазовый сдвиг до $5,4^\circ$, требующий компенсации в алгоритме обработки сигнала.

ГЛАВА 3. СИСТЕМА ПИТАНИЯ УСТРОЙСТВА СОПРЯЖЕНИЯ

3.1 Система беспроводной передачи энергии для питания устройства сопряжения

Использование разрабатываемой системы измерения напряжения в системах релейной защиты и автоматики требует ее непрерывного функционирования, в том числе при отключенной линии, на которой производится измерение. Учитывая, что измерительный модуль оснащен устройством сопряжения, представляющим собой электронный блок, требующий электрического питания, для функционирования такой измерительной системы должен осуществляться гарантированный непрерывный подвод энергии по каналу, обеспечивающему гальваническую развязку измерительного органа от земли. Альтернативные способы питания (от трансформаторов тока, от электрического поля ЛЭП [151], от лазера [152]) имеют существенные недостатки: первые непригодны при отключенной линии, а лазер требует периодической замены из-за деградации [154]. Наиболее надежным решением принята система на базе технологий беспроводной передачи энергии, питающаяся от системы оперативного тока [167–170], что решает проблемы существующих способов питания устройства сопряжения, обеспечивая изоляцию и работу при зазоре до десятков сантиметров.

В качестве системы беспроводной передачи энергии принята схема с S-S топологией [171], функциональная схема которой приведена на рисунке 3.1. Данная топология обеспечивает достаточно хороший коэффициент передачи мощности при слабой связи и имеет малую чувствительность резонансной частоты от взаимной индукции и сопротивления нагрузки [172], что будет особенно важно при работе в условиях слабых связей.

Для исключения влияния возможного изменения тока потребления устройством сопряжения и повышения КПД передачи энергии в состав выпрямителя включен буферный накопитель, выполненный на базе ионистора C_f .

При этом передача энергии осуществляется порциями, заряжая ионистор до максимального значения, после чего передача энергии прекращается до момента, пока напряжение на ионисторе не достигнет минимального заданного значения [175].

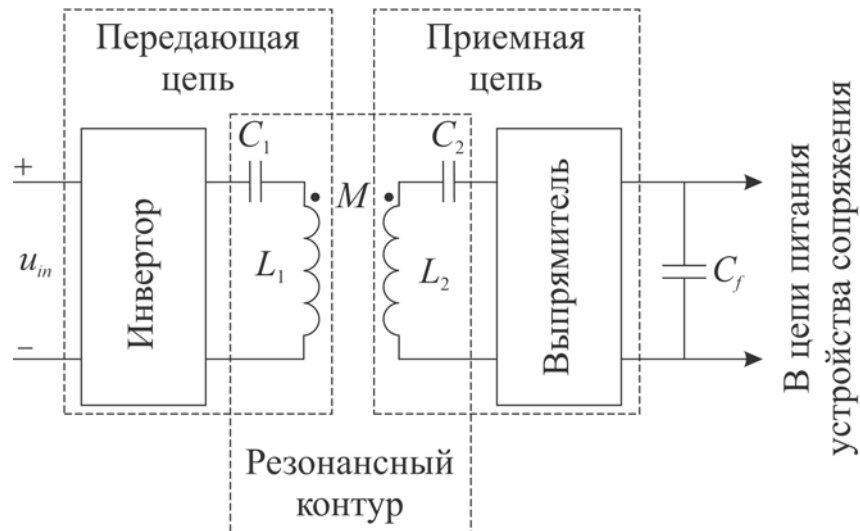


Рисунок 3.1 – Схема беспроводной зарядной станции с S-S топологией

Математическая модель канала передачи энергии S-S топологии во временной области имеет следующий вид [148]:

$$\begin{cases} u_{in} = u_{C1} + i_1 R_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}; \\ 0 = u_{C2} + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + i_2 (R_2 + R_{load}); \\ i_1 = C_1 \frac{du_{C1}}{dt}; \quad i_2 = C_2 \frac{du_{C2}}{dt}, \end{cases} \quad (3.1)$$

где u_{in} – входное напряжение, В; u_{C1} – напряжение на конденсаторе в первичной цепи, В; u_{C2} – напряжение на конденсаторе во вторичной цепи, В; i_1 – ток первичной цепи, А; i_2 – ток вторичной цепи, А; R_1 , R_2 , C_1 , C_2 – сопротивления и емкости первичной и вторичной цепей, Ом; R_{load} – эквивалентное сопротивление нагрузки,

Ом; L_1 , L_2 – индуктивности первичной и вторичной катушек, Гн; M – взаимная индуктивность, Гн; $R_{2\Sigma} = (R_2 + R_{load})$, Ом.

Функциональная схема, отражающая представленную концепцию системы измерения напряжения приведена на рисунке 3.2. Гальваническая развязка по каналу передачи информации осуществляется с использованием оптического волокна, а по каналу передачи энергии для цепей питания за счет воздушного зазора между передающей и принимающей катушками.

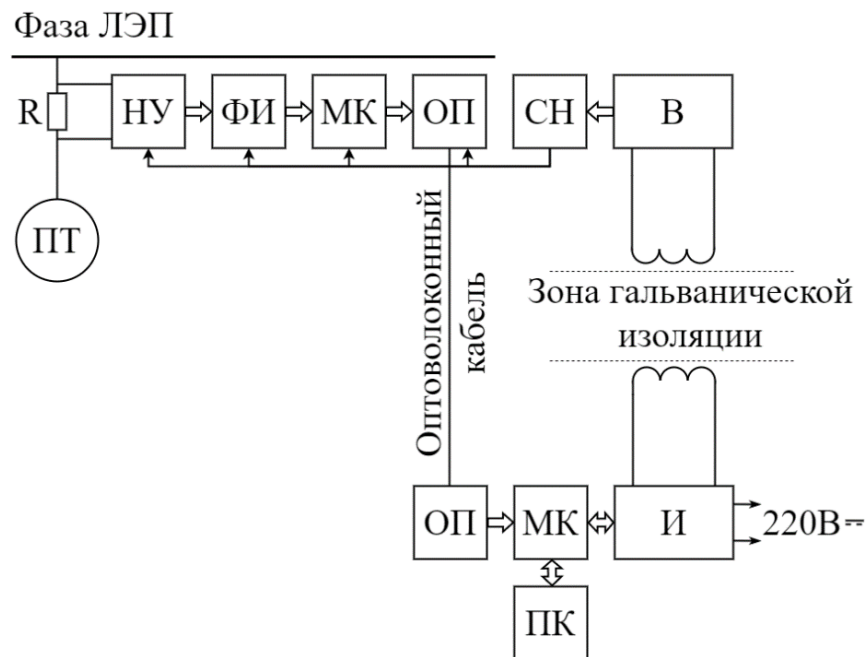


Рисунок 3.2 – Функциональная схема системы измерения напряжения на основе СГСТ

На функциональной схеме после нормирующего усилителя (НУ) измеренный сигнал с резистора, соединяющего пассивное тело (ПТ) с ЛЭП поступает на фильтр интегратор (ФИ), где осуществляется его фазовая коррекция. Обработанный таким образом измеренный сигнал в микроконтроллере (МК) преобразуется в цифровой вид и через оптический канал связи, посредством оптических преобразователей (ОП), поступает во вторичные измерительные цепи с возможностью вывода измеренной информации на персональный компьютер (ПК). В данном решении оптоволоконный кабель выступает в качестве гальванической развязки между измерительным органом и вторичными цепями.

Учитывая, что на измерительном органе системы измерения напряжения имеется устройство сопряжения, имеющее гальваническую связь с линией электропередачи, и требующее для функционирования источник питания, в структуру системы включена система беспроводной передачи энергии, состоящая из инвертора (И), передающей и принимающей катушек, выпрямителя (В) и стабилизатора напряжения (СН). При этом за счет воздушного промежутка между передающей и принимающей катушками обеспечивается гальваническая развязка измерительного органа системы измерения напряжения от первичного источника, питающего инвертор.

При подборе параметров резонансного контура будем использовать подход, изложенный в [171]. При фиксированном расстоянии между передающей и принимающей катушками необходимо подобрать параметры резонансного контура, обеспечивающие наилучший КПД. При этом, необходимо учитывать ограничения в виде максимально допустимых напряжений на конденсаторах резонансного контура, а также достижение требуемого тока нагрузки при ограничении на напряжение питания первичной цепи.

Расстояние между передающей и принимающей катушками выбиралось в соответствии с [166], исходя из минимального расстояния между неизолированными токоведущими частями разных фаз, от неизолированных токоведущих частей до земли, заземленных конструкций и ограждений, а также между неизолированными токоведущими частями разных цепей. В случае открытых распределительных устройств напряжением 35 кВ данное расстояние равно 0,4 м.

Параметры катушек как для первичного, так и для вторичного контура определялись на основе оптимизационной процедуры, описанной в [174]. Итоговые характеристики представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Параметры катушек резонансного контура

Вид катушки	Размер катушки, $a \times b$ м	Число витков,	Индуктивность L , мГн	Активное сопротивление R , Ом	Взаимная индуктивность M , мкГн
Передающая	$0,6 \times 0,6$	49	2,83	9,57	17,6
Принимающая	$0,2 \times 0,2$	38	0,44	0,57	

Применительно к рассматриваемой системе беспроводной передачи энергии была разработана имитационная модель в среде Matlab/Simulink. С её помощью определены зависимости токов катушек от степени заряда ионисторов. В процессе моделирования принималось во внимание, что эквивалентное сопротивление ионисторов изменяется по мере их заряда. Фазовый сдвиг между токами в передающей и принимающей катушках при этом сохранялся неизменным и составлял 90° для всех рассмотренных режимов. Результаты сведены в таблицу 3.2.

Таблица 3.2 – Величины токов в катушках системы беспроводной передачи энергии

	$U_{сф}$, В					
	0	2	4	6	8	10
i_1 , А	0,20	0,37	0,52	0,70	0,91	1,12
i_2 , А	2,81	2,61	2,50	2,34	2,17	1,98

При оценке электромагнитной совместимости источника питания с устройством сопряжения, учитывая непосредственную близость блока питания к приемной катушке, рассматривались случаи с токами, указанными в таблице 3.2.

3.2 Исследование электромагнитной совместимости источника питания с устройством сопряжения измерительной системы

Измерительный орган системы измерения напряжения расположен в непосредственной близости от катушек системы беспроводной передачи энергии. Это означает, что на него неизбежно будут влиять магнитные поля высокой частоты, создаваемые этими катушками. В связи с этим потребовалось решить две

задачи: во-первых, оценить, насколько подобное воздействие способно внести погрешность в измеряемый сигнал; во-вторых, проверить электромагнитную совместимость системы беспроводной передачи энергии и устройства сопряжения измерительной системы [175].

Энергия от передающей катушки к принимающей передаётся через магнитное поле, частота изменения которого составляет 100 кГц. Следовательно, в области размещения устройства сопряжения неизбежно присутствует переменное магнитное поле, создаваемое катушками системы беспроводной передачи энергии. Под его действием в электрических контурах устройства сопряжения наводится ЭДС. Её частота совпадает с частотой поля, а амплитудное значение описывается выражением [175]:

$$e = -\frac{d}{dt} \int_S B \sin(\omega t) ds = -\omega \int_S B \cos(\omega t) ds, \quad (3.2)$$

где B – амплитуда индукции магнитного поля, Тл; S – площадь контура, в котором индуцируется ЭДС, м², ω – угловая частота изменения магнитного поля, рад/с.

Амплитуда ЭДС при этом будет определяться выражением:

$$E = \omega \int_S B ds. \quad (3.3)$$

Возникающая в контурах питания ЭДС суммируется с напряжением источника питания. Это способно привести к неустойчивой работе устройства сопряжения вплоть до отказа его отдельных элементов. В первичных измерительных цепях та же ЭДС становится дополнительным источником погрешности. Из сказанного следует, что уже на этапе проектирования рассматриваемой измерительной системы требуется провести оценку электромагнитной совместимости системы беспроводной передачи энергии и устройства сопряжения.

Для определения индукции магнитного поля вблизи катушек системы беспроводной передачи энергии применялось конечно-элементное моделирование в программном обеспечении Flux (в составе пакета Altair HyperWorks). Исходными данными послужили параметры резонансных контуров, сведённые в таблицу 3.1. С учетом математической модели был найден ток передающей катушки, при этом за исходное принималось условие, что ток принимающей катушки равен 2 А [175].

Оценка индукции магнитного поля [175] проводилась исходя из конструкции системы измерения напряжения, схематическое расположение элементов которой приведено на рисунке 3.3: 1 – УС; 2 – пассивное тело; 3 – приемная катушка системы беспроводной передачи энергии. Значения индукции рассчитывались исходя из конструктивных параметров на уровне $l = 60$ мм выше катушки в функции от расстояния по горизонтальной оси.

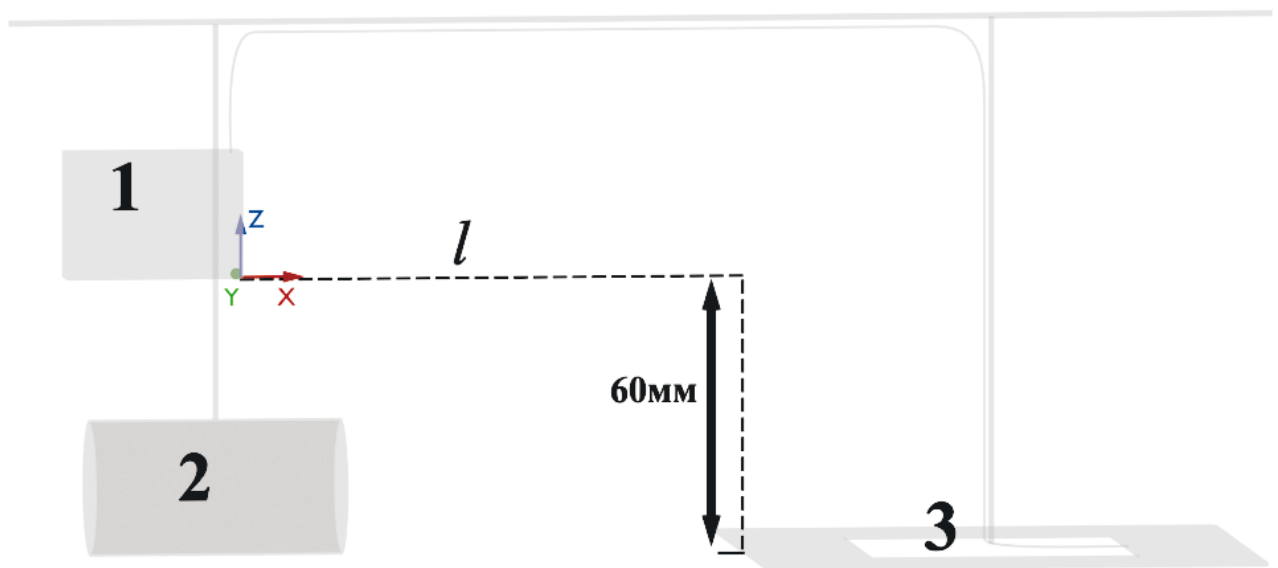


Рисунок 3.3 – Конструкция для проверки электромагнитной совместимости устройства сопряжения с источником питания

Для оценки наведенной ЭДС в контурах устройства сопряжения принимались следующие условия. ЭДС рассчитывалась по формуле:

$$E_{yc} = \omega \cdot B \cdot S, \quad (3.4)$$

где S – площадь платы устройства сопряжения, м^2 . Поскольку плата УС имеет прямоугольную форму размером 40×50 мм, для оценки максимально возможной наведённой ЭДС в расчётах принималось, что площадь контура S равна площади платы и составляет 200 мм^2 .

Формула (3.4) предполагает, что величина индукции магнитного поля равномерна по всей площади. В реальных условиях величина индукции будет уменьшаться по мере удаления от катушки и при использовании в (3.4) величины индукции ближайшей точки устройства сопряжения относительно катушки, она гарантированно даст меньшее значение ЭДС по сравнению с реальным.

Величина площади принята равной площади платы устройства сопряжения, так как площадь любого контура, находящегося на ней, не может превышать эту величину.

С точки зрения электромагнитной совместимости наиболее чувствительным к напряжению питания является микроконтроллер, который допускает отклонение напряжения питания $E_{\text{доп_пит}} = 0,3 \text{ В}$. Таким образом, можно определить максимально допустимую величину индукции магнитного поля:

$$B_{\text{доп_пит}} = \frac{E_{\text{доп_пит}}}{2\pi \cdot f \cdot S} = \frac{0,3}{2\pi \cdot 10^5 \cdot 2 \cdot 10^{-4}} \approx 2,4 \text{ мТл}.$$

Что касается измерительной цепи, то ее можно разделить на две составляющие: от измерительного резистора до интегратора и от интегратора до входа АЦП. На участке от интегратора до АЦП амплитуда сигнала составляет $1,5 \text{ В}$. Для обеспечения погрешности не более 2% амплитуда ЭДС помех от катушек беспроводной передачи энергии не должна превышать $E_{\text{доп_изм}} = 0,03 \text{ В}$:

$$B_{\text{доп_изм}} = \frac{E_{\text{доп_изм}}}{2\pi \cdot f \cdot S} = \frac{0,03}{2\pi \cdot 10^5 \cdot 2 \cdot 10^{-4}} \approx 0,24 \text{ мТл}.$$

На участке цепи от измерительного резистора до интегратора шумы, вызванные магнитным полем частотой 100 кГц, подавляются фильтром интегратора с коэффициентом ослабления на частоте 100 кГц, равным $K_{осл} = 33$ дБ ($\approx 0,022$) относительно полезного сигнала. Допустимая ЭДС помехи до фильтра составляет:

$$E_{\text{доп_кор}} = \frac{E_{\text{доп_изм}}}{K_{осл}} = \frac{0,03}{0,022} \approx 1,36 \text{ В.}$$

Соответственно, допустимая индукция для измерительной цепи с учетом фильтрации:

$$B_{\text{доп_изм_кор}} = \frac{E_{\text{доп_кор}}}{2\pi \cdot f \cdot S} = \frac{1,36}{2\pi \cdot 10^5 \cdot 2 \cdot 10^{-4}} \approx 10,8 \text{ мТл.}$$

В качестве контрольной точки принят нижний правый угол устройства сопряжения как наиболее приближенный к приемной катушке. Учитывая, что площадь любого электрического контура на плате не может превышать площадь самой платы, а величина индукции магнитного поля уменьшается по мере удаления от источника, для любого контура будет справедливо соотношение:

$$E_{\text{навед}} \leq 2\pi \cdot B_{\text{к.т.}} \cdot S, \quad (3.5)$$

где $E_{\text{навед}}$ – амплитуда ЭДС, наведенная в контуре, В; $B_{\text{к.т.}}$ – амплитуда индукции магнитного поля в контрольной точке, Тл; S – площадь платы устройства сопряжения, м².

На рисунке 3.4 приведена визуализация результатов моделирования. При моделировании значения токов передающей катушки брались в соответствии с рассчитанными ранее и приведёнными в таблице 3.2, а ток принимающей катушки принят равным 2 А.

Для оценки величины максимальной индукции магнитного поля катушек построено распределение магнитного поля, представленное на рисунке 3.5.

Для определения зоны с минимально допустимой магнитной индукцией под установку устройства сопряжения вблизи принимающей катушки построена зависимость амплитуды напряженности магнитного поля в контрольной точке от ее расстояния до принимающей катушки, изображенная на рисунке 3.6.

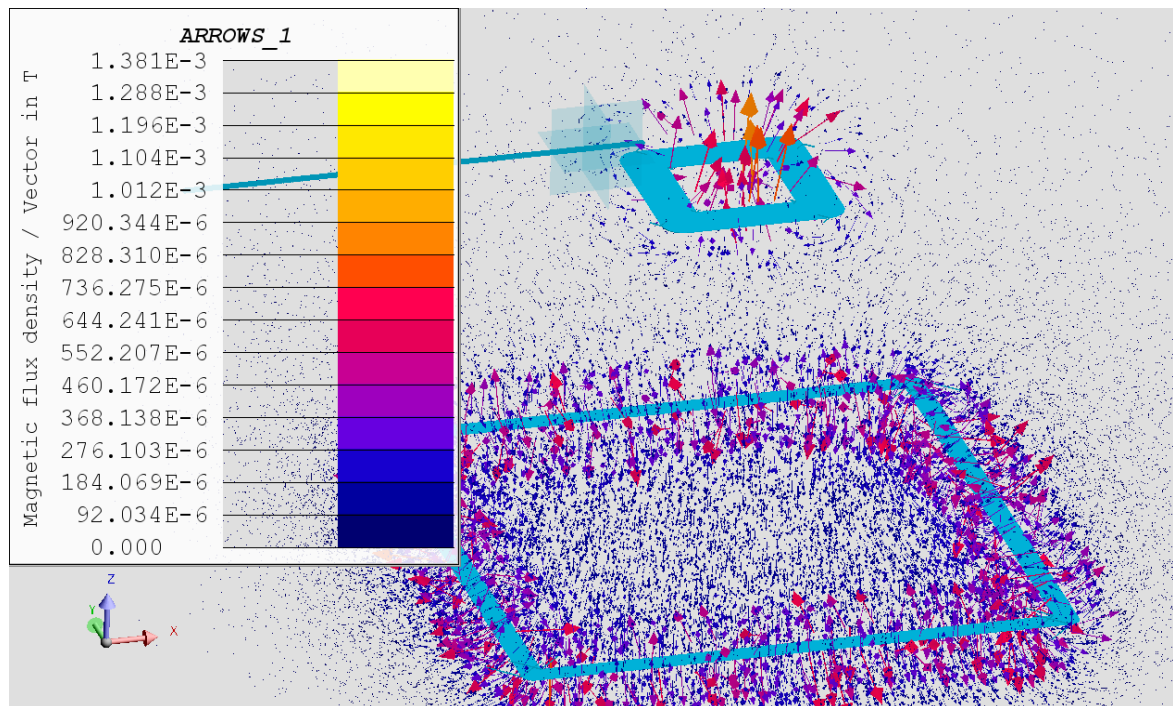


Рисунок 3.4 – Распределение магнитного поля в окрестности приемной и передающей катушек

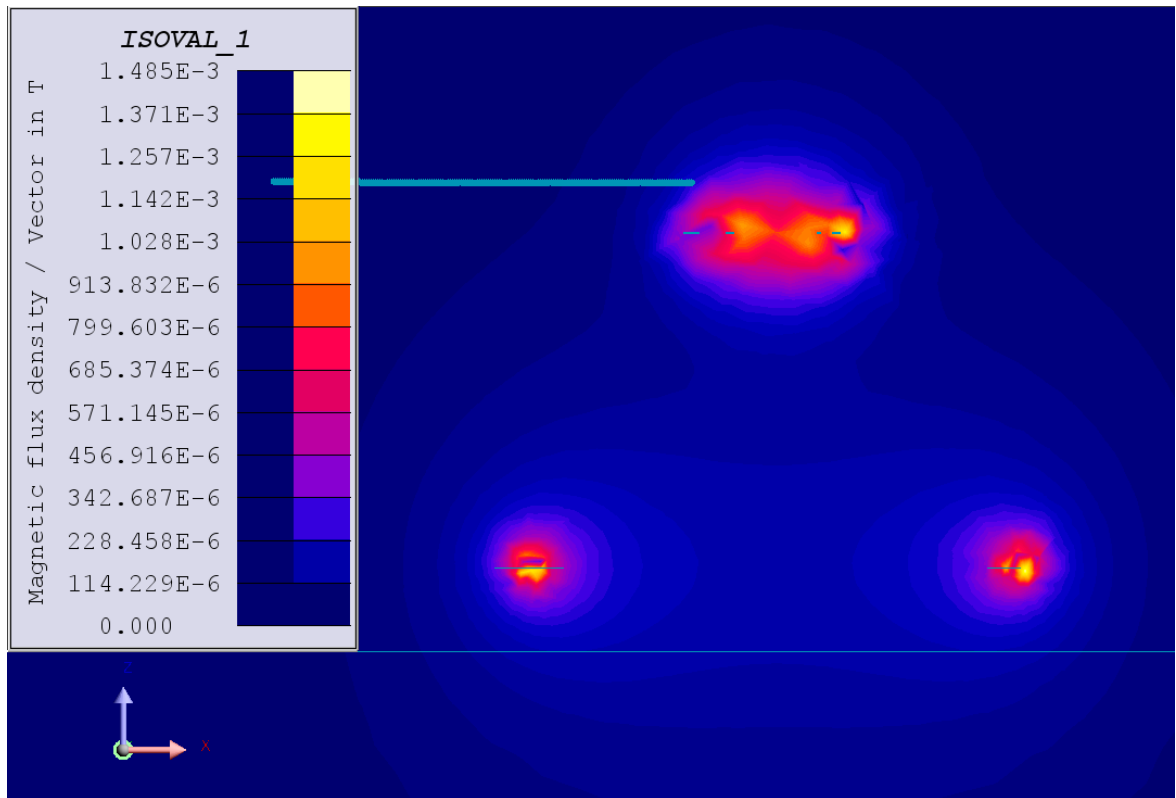


Рисунок 3.5 – Градиент магнитного поля в окрестности приемной и передающей катушек в секущей плоскости XZ

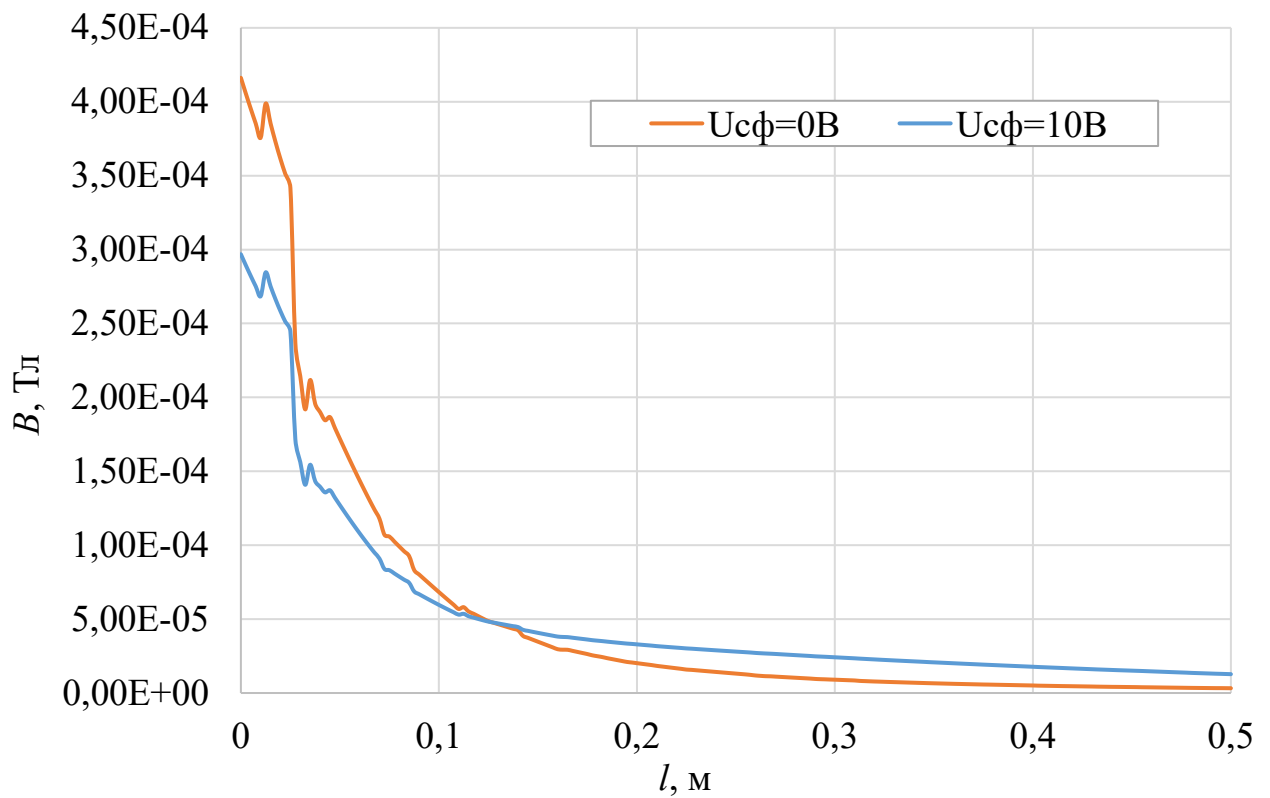


Рисунок 3.6 – Графики зависимости индукции магнитного поля от расстояния до устройства сопряжения

Как показывают полученные зависимости, даже при наименьшем расстоянии l между катушкой и устройством сопряжения индукция магнитного поля остаётся в пределах значения $B_{к.т.}$. Отсюда следует вывод: электромагнитная совместимость системы беспроводной передачи энергии и устройства сопряжения сохраняется на любом возможном расстоянии между ними.

Чтобы выбрать наилучшее положение устройства сопряжения, были проанализированы проекции вектора магнитной индукции на координатные плоскости XY, YZ и XZ. Измерения проводились в контрольной точке (рисунок 3.7). Результаты моделирования свидетельствуют о том, что с точки зрения электромагнитной совместимости наиболее удачным вариантом является размещение устройства сопряжения в плоскости XZ, поскольку именно на эту плоскость проекция вектора магнитной индукции минимальна [175].

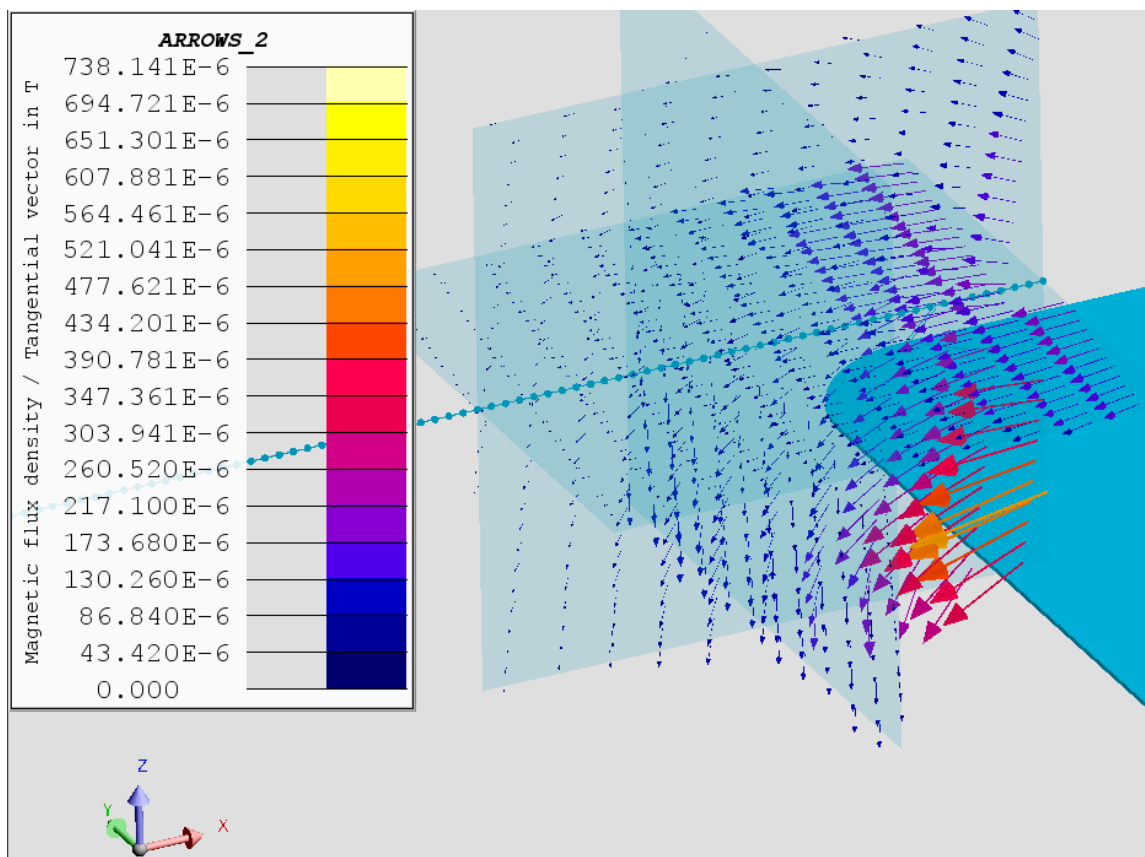


Рисунок 3.7 – Проекции вектора индукции магнитного поля в области контрольной точки с величиной индукции менее 0,5 мТл на расстоянии 5 см от катушки

Результаты проведённого анализа дают основание утверждать, что выбранная конфигурация удовлетворяет требованиям электромагнитной совместимости. Это, в свою очередь, подтверждает принципиальную возможность применения системы беспроводной передачи энергии для питания устройства сопряжения. Помимо этого, в процессе моделирования было найдено наилучшее положение устройства сопряжения вблизи катушек.

Выводы по третьей главе

1. Дано обоснование применения беспроводной системы передачи энергии с S-S топологией для питания платы устройства сопряжения, включающей буферный накопитель на ионисторе. Данное решение обеспечивает гальваническую развязку между высоковольтной линией и вторичными цепями за счет воздушного зазора (до 40 см для 35 кВ), стабильную передачу энергии при слабой связи катушек ($KPD > 70\%$ при взаимной индуктивности 17,6 мкГн), а также автономность работы УС благодаря буферному накопителю на ионисторе с диапазоном напряжения 2-10 В, что устраняет недостатки альтернативных способов электропитания.

2. Оптимизированы параметры катушек для работы устройства сопряжения: передающая катушка 49 витков, индуктивность 2,83 мГн, активное сопротивление 9,57 Ом; приемная катушка: 38 витков, индуктивность 0,44 мГн, сопротивление 0,57 Ом. Режим работы: частота 100 кГц, фазовый сдвиг токов 90° , мощность передачи до 5 Вт.

3. Оценена и обеспечена электромагнитная совместимость системы беспроводной передачи энергии (СБПЭ) с устройством сопряжения. Установлено, что максимальная индукция магнитного поля в зоне расположения платы не превышает 0,5 мТл. Наведенная ЭДС в контурах питания: для микроконтроллера $< 0,3$ В, для измерительной цепи $< 0,03$ В, что обеспечивает допустимый уровень индуцируемых ЭДС. Оптимальное расположение устройства сопряжения – в плоскости XZ, где проекция магнитного поля минимальна.

4. Подтверждена эффективность системы: моделирование в Matlab/Simulink и Altair Flux показало соответствие расчетным параметрам. Передача энергии возможна при зазоре 40 см с КПД $> 60\%$, что удовлетворяет требованиям для высоковольтных линий.

ГЛАВА 4. ИССЛЕДОВАНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Для проверки основных характеристик разработанной измерительной системы и подтверждения адекватности теоретических и математических моделей, представленных в предыдущих главах, проведена серия экспериментов [176-178]. В ходе экспериментальных исследований решались следующие ключевые задачи:

1. Исследование соответствия формы сигнала измерительной системы форме измеряемого напряжения. В ходе натурных экспериментов на испытательном стенде проводилось сравнение выходного сигнала разработанной системы измерения напряжения с сигналом образцового резистивного делителя напряжения. Целью являлось подтверждение работы устройства сопряжения, в частности, проверка эффективности компенсации дифференцирующих свойств измерительного органа и оценки уровня помех в измерительном тракте.

2. Проверка линейности выходного сигнала системы измерения напряжения в широком диапазоне измеряемых напряжений. Испытания проводились на высоковольтном стенде с использованием испытательного трансформатора, что позволило проверить работоспособность системы в условиях, приближенных к реальным, при напряжениях до 30 кВ. Одновременно проверялось функционирование системы беспроводной передачи энергии и оптоволоконного канала связи, обеспечивающих гальваническую развязку. Дополнительным фактором исследования была проверка работоспособности электронных компонентов УС при условии их нахождения под высоким потенциалом.

Для проведения экспериментальных исследований был разработан и изготовлен прототип измерительной системы, конструкция которого реализует принципы, изложенные в предыдущих главах. Прототип включает четыре ключевых компонента: пассивное тело, устройство сопряжения, систему беспроводной передачи энергии и приемный модуль. Внешний вид разработанной СГСТ с устройством сопряжения показан на рисунке 4.1.

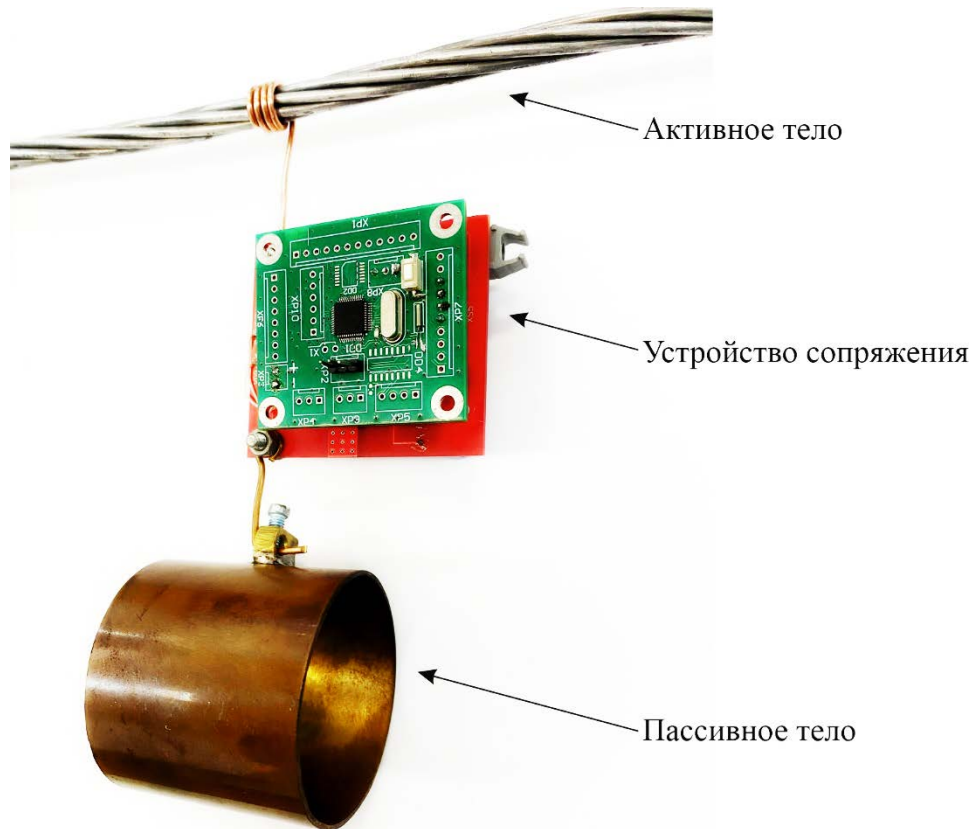


Рисунок 4.1 – Внешний вид СГСТ с устройством сопряжения

В качестве пассивного тела (рисунок 4.1) использован полый цилиндр из электролитической меди с диаметром 50 мм, высотой 50 мм и толщиной стенки 1 мм. Расчетная собственная емкость уединенного цилиндрического тела C_0 в соответствии с (2.15) составляет 3,197 пФ, при этом в реальных условиях, с учетом влияния активного тела, эквивалентная емкость C_0^* корректировалась в соответствии с полученными ранее аналитическими зависимостями.

Разработанное устройство сопряжения выполнено в виде печатной платы и содержит несколько функциональных узлов (рисунок 4.2). На плате расположено измерительное сопротивление R , сигнал с которого поступает на входной каскад на основе инструментального усилителя (ИУ) с высоким входным сопротивлением, исключаяющим влияние на процесс перетока зарядов в СГСТ. Далее сигнал поступает на фильтр-интегратор (И), выполненный на операционном усилителе с

RC-цепью. Его параметры рассчитаны так, чтобы компенсировать фазовый сдвиг на 90° , вносимый измерительным органом, и восстановить форму измеряемого сигнала. Коэффициент усиления устройства сопряжения по аналоговому сигналу на частоте 50 Гц равен 0,96. Принципиальная электрическая схема устройства сопряжения приведена в Приложении А.

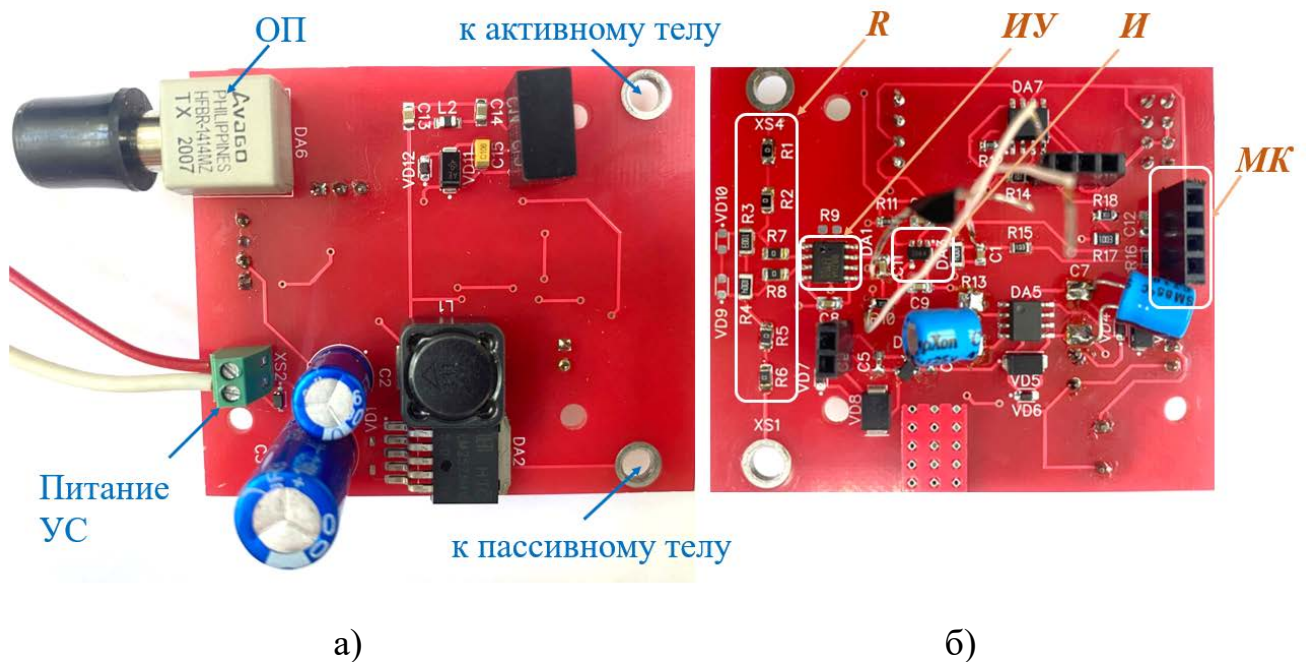


Рисунок 4.2 – Внешний вид СГСТ с устройством сопряжения: а – вид сверху, б – вид снизу

Для аналого-цифрового преобразования используется 12-разрядный АЦП микроконтроллера (МК), входящего в состав устройства сопряжения. МК также осуществляет формирование цифрового потока для передачи по оптическому каналу через оптический передатчик (ОП). Внешний вид МК показан на рисунке 4.3.

Электропитание устройства сопряжения, находящегося под высоким потенциалом, обеспечивается беспроводной системой передачи энергии с S-S топологией, представленной на рисунке 4.4.

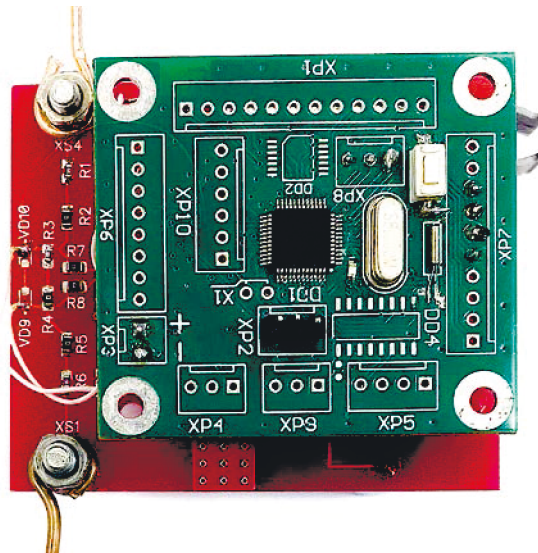


Рисунок 4.3 – Внешний вид платы микроконтроллера, интегрированной в устройство сопряжения

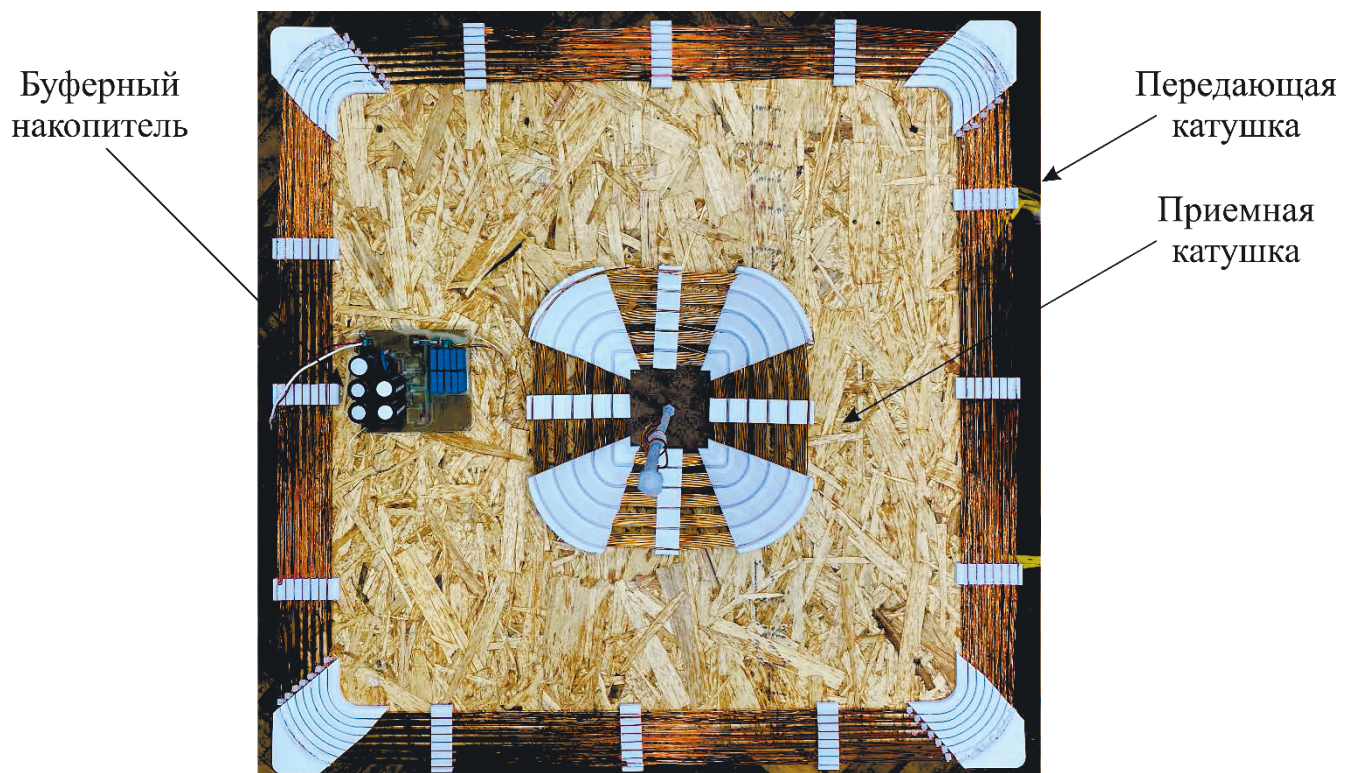


Рисунок 4.4 – Система беспроводной передачи энергии (внешний вид)

Основу системы образует передающая катушка (плоская квадратная размером $0,6 \times 0,6$ м, 49 витков, индуктивность 2,83 мГн) и приемная катушка (плоская квадратная размером $0,2 \times 0,2$ м, 38 витков, индуктивность 0,44 мГн). Работая на частоте 100 кГц, система передает мощность до 5 Вт через воздушный

зазор 40 см, что соответствует требованиям для изоляционных промежутков в сетях класса 35 кВ. Бесперебойность питания электронных компонентов в режиме импульсной передачи энергии обеспечивается буферным накопителем на ионисторе емкостью 1 Ф.

Приемный модуль, расположенный в зоне низкого потенциала, включает оптический приемник, который декодирует световые импульсы из оптоволоконного канала обратно в электрический цифровой сигнал. Далее информация поступает на персональный компьютер, где осуществляется ее окончательная обработка, визуализация и запись. Используемое программное обеспечение зарегистрировано как программа для ЭВМ [183] (Приложение Г).

4.1 Исследование соответствия формы сигнала измерительной системы форме измеряемого напряжения

Экспериментальная проверка [155] соответствия выходного сигнала системы измерения напряжения на базе СГСТ форме измеряемого напряжения проводилась на стенде, электрическая схема которого представлена на рисунке 4.5.

Он включает два высоковольтных измерительных трансформатора: TV1 получает питание от лабораторного автотрансформатора, позволяющего регулировать напряжение; к обмотке низкого напряжения TV2 подключен вольтметр для контроля напряжения на высокой стороне. Также на стороне высокого напряжения был подключен резистивный делитель. Исследуемая система измерения напряжения подключена к одной из линий на стороне высокого напряжения трансформаторов TV1 и TV2.

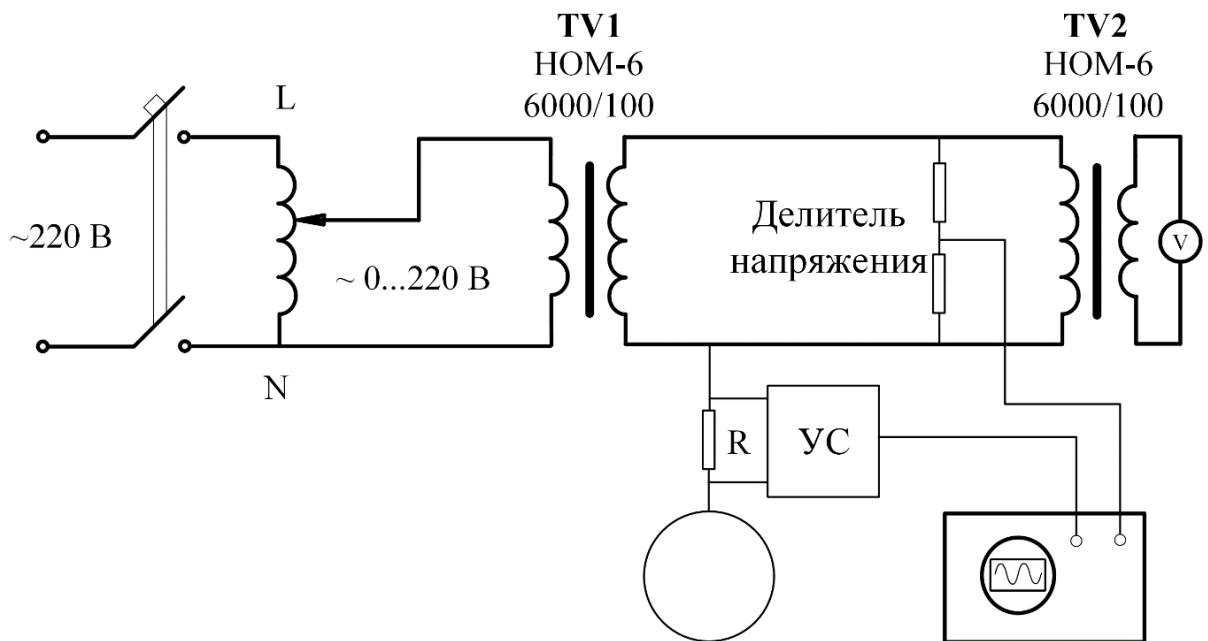


Рисунок 4.5 – Схема испытательного стенда для проверки соответствия формы сигнала измерительной системы форме измеряемого напряжения

Внешний вид экспериментальной установки приведен на рисунке 4.6. Активное тело 1 подключено к высоковольтному трансформатору 5, который формирует электрический потенциал ϕ_1 , подлежащий измерению. Пассивное тело 3 подключено к активному телу 1 посредством устройства сопряжения 2, в состав которого входят измерительный резистор, сопротивлением $R = 200\text{ кОм}$, инструментальный усилитель, обеспечивающий большое входное сопротивление для исключения влияния устройства сопряжения на измеряемый сигнал. Также в состав устройства сопряжения входит интегратор, обеспечивающий сдвиг измеренного сигнала на 90° .

Для непосредственного измерения напряжения на выходе трансформатора использовался резистивный делитель напряжения 4. Для обеспечения гальванической развязки устройства сопряжения от внешних цепей использовался осциллограф с автономным питанием (от аккумулятора). Питание устройства сопряжения в данном эксперименте также осуществлялось от аккумулятора.

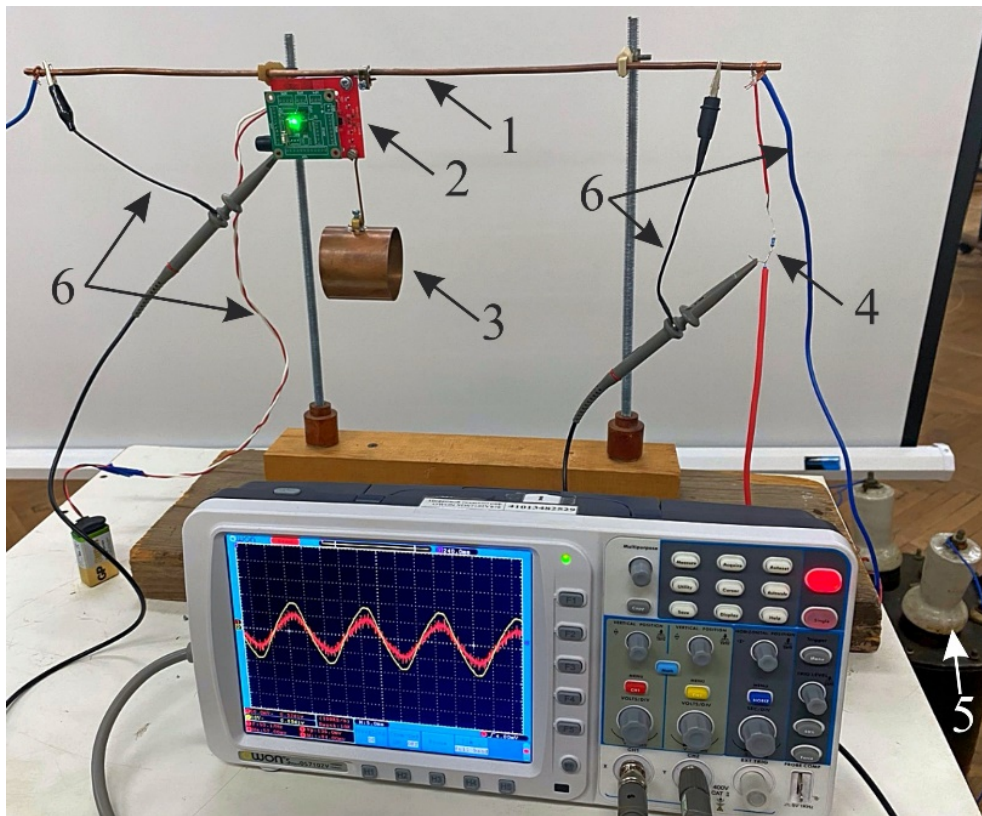


Рисунок 4.6 – Внешний вид экспериментальной установки для проверки формы сигнала системы измерения напряжения на базе СГСТ

Измерения последовательно проводились цифровым осциллографом в двух контрольных точках с записью данных в файл с последующей обработкой на ПК [183]. При этом первый канал осциллографа фиксировал сигнал на выходе интегратора, а второй канал был подключен к резистивному делителю напряжения. Замеры проводились при величине напряжения на выходе трансформатора TV1 $\varphi_1 = 2$ кВ.

Для оценки соответствия формы сигналов на выходе системы измерения напряжения с формой сигнала на делителе произведено нормирование результатов измерений по формулам (4.1-4.2):

$$X_{\text{норм}} = \frac{X}{X_{\text{макс}}}, \quad (4.1)$$

где X – текущее значение нормируемой величины; $X_{\text{макс}}$ – максимальное значение нормируемой величины.

По результатам измерений проведена оценка среднеквадратичного отклонения результатов измерений разработанной системы измерения напряжения с данными, снятыми с резистивного делителя напряжения, имеющим линейные характеристики:

$$\delta_1 = \frac{\sum_{i=1}^n \sqrt{(U_{\text{дел.норм.}} - U_{\text{инт.норм.}})^2}}{n} \cdot 100\%, \quad (4.2)$$

где δ_1 – среднеквадратичное отклонение сигнала с интегратора относительно делителя напряжения; $U_{\text{дел.норм.}}$ – нормированное значение напряжения на делителе напряжения, В; $U_{\text{инт.норм.}}$ – нормированное значение напряжения на выходе интегратора напряжения, В; n – число точек замера напряжения.

Величина среднеквадратического отклонения между напряжением на выходе интегратора и значением напряжения на делителе составила: $\delta_1 = 3,68 \%$.

Результаты обработки замеров – нормированные значения напряжения на делителе и выходе интегратора сведены в таблицу 4.1.

По данным таблицы 4.1 построены графики нормированных сигналов с интегратора и делителя напряжения, показанные на рисунке 4.7. Из рисунка 4.7 следует, что сигнал с выхода интегратора с высокой точностью совпадает с сигналом образцового делителя напряжения. Полученные результаты полностью соответствуют разработанной математической модели системы измерения напряжения.

Для проведения гармонического анализа результаты измерений были разложены в ряд Фурье (рисунок 4.8). Полученный спектр показывает, что наибольший вклад вносят нечетные гармоники. При этом, исходя из математической модели системы измерения напряжения, усиление сигналов на выходе инструментального усилителя пропорционально величине частоты (номера гармоники).

Таблица 4.1 – Результаты нормирования напряжений на выходе делителя напряжения и интегратора

Точки замера, n	$U_{\text{инт.норм.}},$ о.е.	$U_{\text{дел.норм.}},$ о.е.	Точки замера, n	$U_{\text{инт.норм.}},$ о.е.	$U_{\text{дел.норм.}},$ о.е.
1	0	0,069	26	-0,958	-0,962
2	-0,056	-0,023	27	-0,986	-1,008
3	-0,125	-0,069	28	-0,986	-0,985
4	-0,194	-0,183	29	-0,986	-1,031
5	-0,236	-0,092	30	-0,986	-0,985
6	-0,292	-0,183	31	-0,986	-0,916
7	-0,333	-0,321	32	-0,986	-1,054
8	-0,389	-0,367	33	-0,986	-0,985
9	-0,431	-0,458	34	-0,986	-1,031
10	-0,500	-0,458	35	-0,958	-0,962
11	-0,542	-0,481	36	-0,931	-0,985
12	-0,583	-0,573	37	-0,889	-0,916
13	-0,611	-0,573	38	-0,833	-0,825
14	-0,653	-0,664	39	-0,778	-0,871
15	-0,694	-0,664	40	-0,722	-0,756
16	-0,736	-0,710	41	-0,667	-0,687
17	-0,764	-0,756	42	-0,597	-0,664
18	-0,792	-0,756	43	-0,528	-0,550
19	-0,819	-0,825	44	-0,444	-0,527
20	-0,833	-0,825	45	-0,389	-0,435
21	-0,847	-0,779	46	-0,319	-0,344
22	-0,875	-0,893	47	-0,250	-0,321
23	-0,889	-0,871	48	-0,194	-0,229
24	-0,917	-0,939	49	-0,139	-0,229
25	-0,944	-0,939	50	-0,069	-0,137

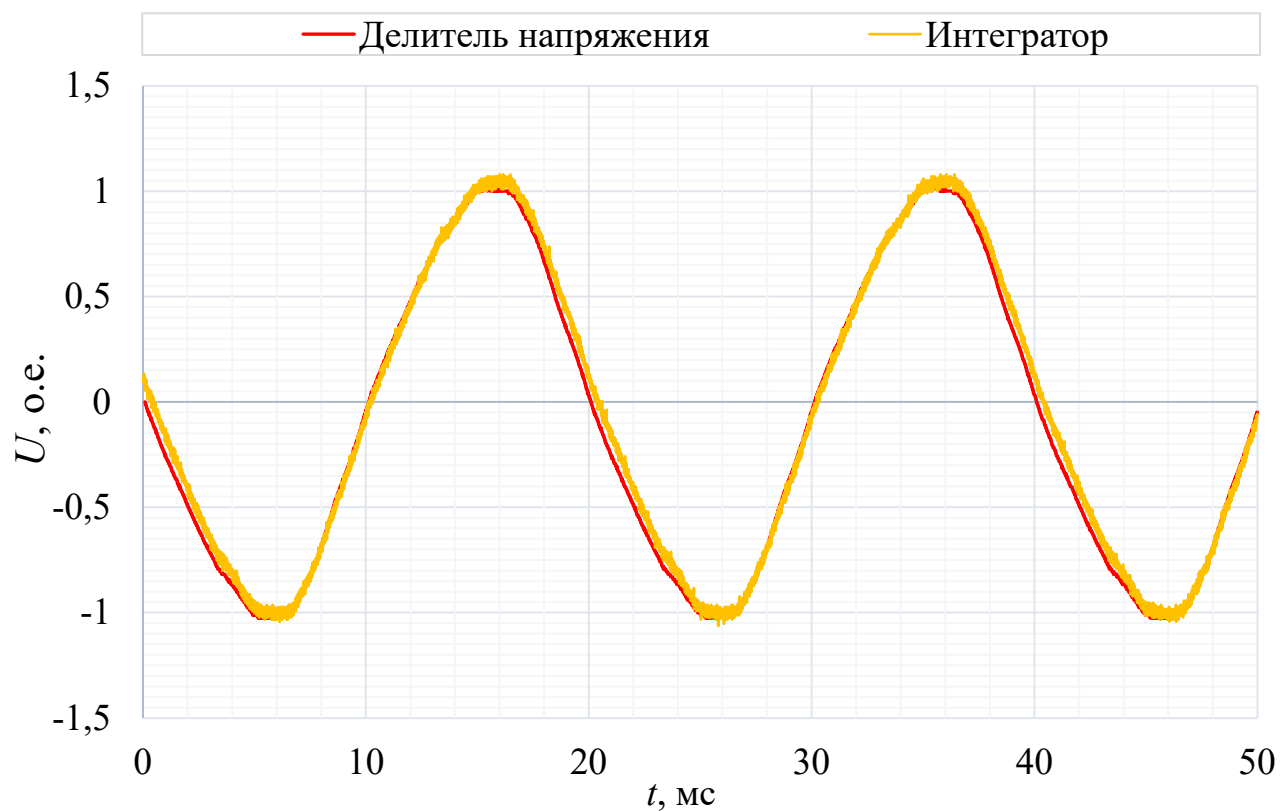


Рисунок 4.7 – Осциллограммы нормированных сигналов с интегратора и делителя напряжения

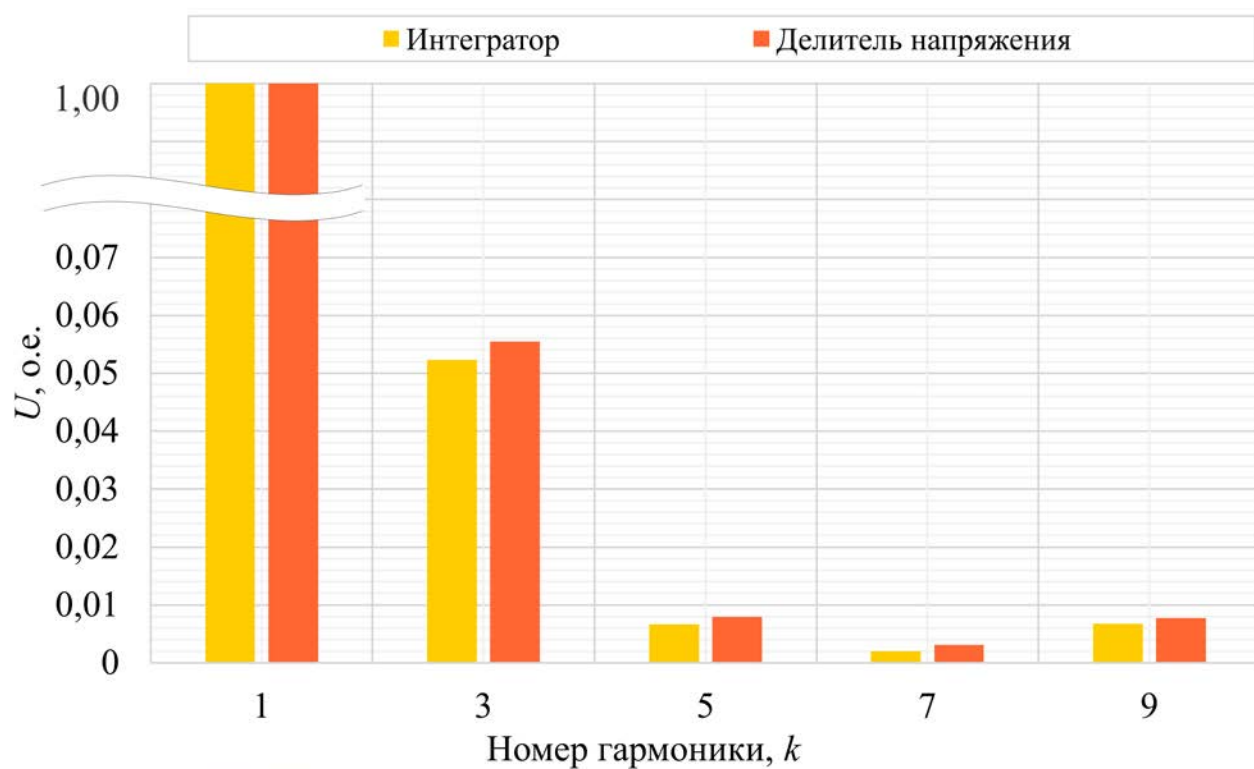


Рисунок 4.8 – Гармонический состав нормированных сигналов с интегратора и делителя напряжения

В таблице 4.2 приведены амплитуды гармоник измеренных сигналов. Также приведена величина относительной погрешности измерения на делителе напряжения относительно напряжения на выходе интегратора устройства сопряжения по гармоникам, величина которой не превышает 0,32 %.

Таблица 4.2 – Гармонический состав измеренных сигналов

№ гармоники	$U_{\text{Инт}}$, о.е.	$U_{\text{Делитель}}$, о.е.	Погрешность, %
1	1	1	0
3	0,0523	0,0554	0,31
5	0,0066	0,0079	0,13
7	0,0020	0,0031	0,10
9	0,0067	0,0077	0,10

Согласно стандарту [179] погрешность коэффициента масштабного преобразования для цифровых трансформаторов, предназначенных для измерения качества электроэнергии, в диапазоне с 3-й по 50-ю гармонику не должна превышать 5 %. В исследуемом сигнале амплитуды гармоник выше 9-й оказались близки к уровню погрешности, поэтому для верификации проведена экспериментальная оценка частотных характеристик устройства сопряжения путем подачи тестового сигнала на его вход.

Для проверки соответствия требованиям по погрешности измерений произведены замеры АЧХ устройства сопряжения с целью его калибровки. На вход устройства сопряжения подавался сигнал от лабораторного генератора Uni-T UTG962E, выход был подключен к цифровому осциллографу Owon SDS7102V (рисунок 4.9).

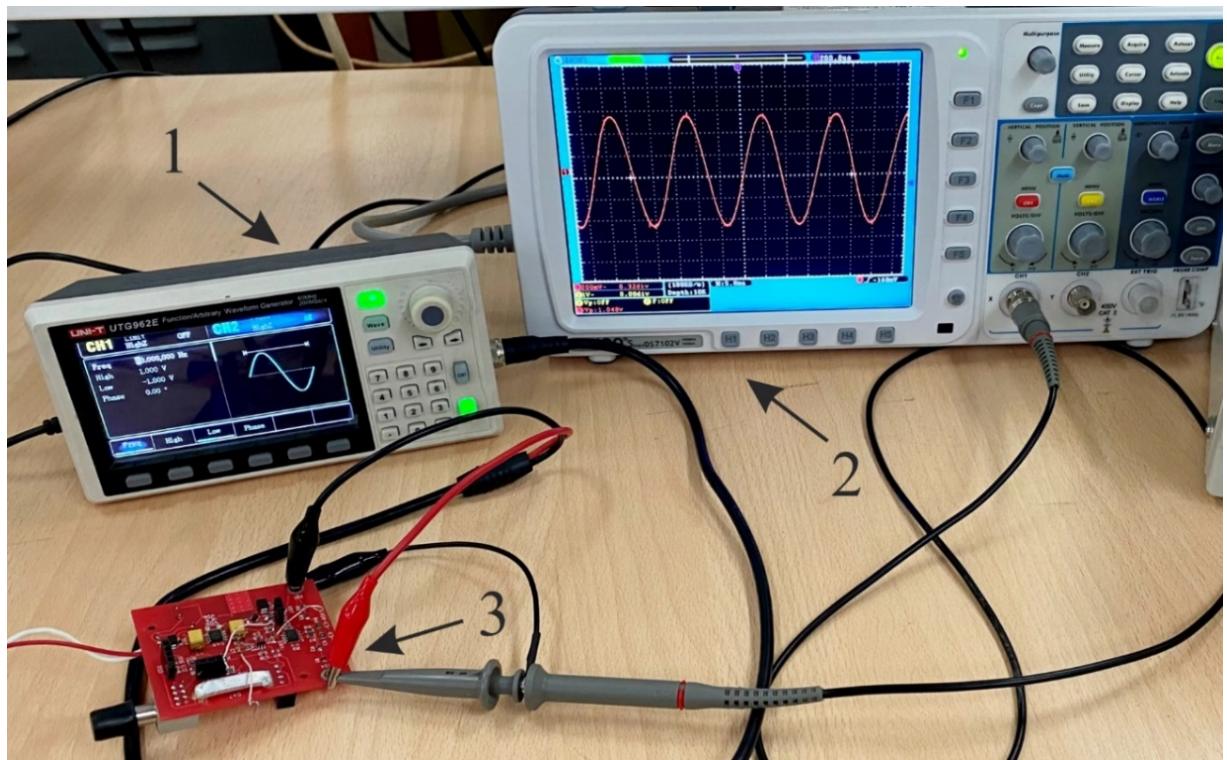


Рисунок 4.9 – Внешний вид установки по замеру АЧХ устройства сопряжения: 1 – лабораторный генератор сигналов, 2 – Осциллограф, 3 – Плата устройства сопряжения

В ходе эксперимента на вход устройства сопряжения подавался сигнал со следующими параметрами: тип сигнала – синусоида, двойное амплитудное значение сигнала (V_{pp}) – 1 В, фазовый сдвиг – 0° , частота сигнала – от 50 Гц до 2500 Гц (1–50 гармоника).

Расчетное значение выхода устройства сопряжения определялось по формуле:

$$U_{\text{расч}(n)} = \frac{U_{\text{расч}(1)}}{k}, \quad (4.3)$$

где $U_{\text{расч}(k)}$ – рассчитанное значение напряжения для k -й гармоники, В; $U_{\text{расч}(1)}$ – значение напряжения 1-й гармоники, взятое за единичное, В; k – номер гармоники.

Расчетное значение погрешности измерений δ_2 определялось по формуле:

$$\delta_2 = \frac{U_{\text{расч}(k)} - U_{\text{изм}(k)}}{U_{\text{изм}(k)}} \cdot 100\%, \quad (4.4)$$

где $U_{\text{изм}(k)}$ – измеренное значение напряжения k -й гармоники, В. Результаты эксперимента и обработки замеров сведены в таблицу 4.3.

Таблица 4.3 – Данные замеров характеристик устройства сопряжения и обработки результатов измерений

Номер гармоники, k	Частота, f , Гц	Выход устройства сопряжения (эксперимент), $U_{\text{изм}(k)}$, В	Выход устройства сопряжения (расчет), $U_{\text{расч}(k)}$, В	Погрешность, δ_2 , %
1	50	1,024	1,024	0,00
3	150	0,350	0,341	2,48
5	250	0,210	0,205	2,48
7	350	0,148	0,146	1,16
9	450	0,120	0,114	5,19
11	550	0,095	0,093	2,01
13	650	0,080	0,079	1,54
15	750	0,070	0,068	2,48
17	850	0,062	0,060	2,85
19	950	0,053	0,054	1,69
21	1050	0,050	0,049	2,48
23	1150	0,044	0,045	1,19
25	1250	0,042	0,041	2,48
30	1500	0,034	0,034	0,39
40	2000	0,026	0,026	1,54
50	2500	0,021	0,020	2,48

По данным таблицы 4.3 построены АЧХ устройства сопряжения (рисунок 4.10).

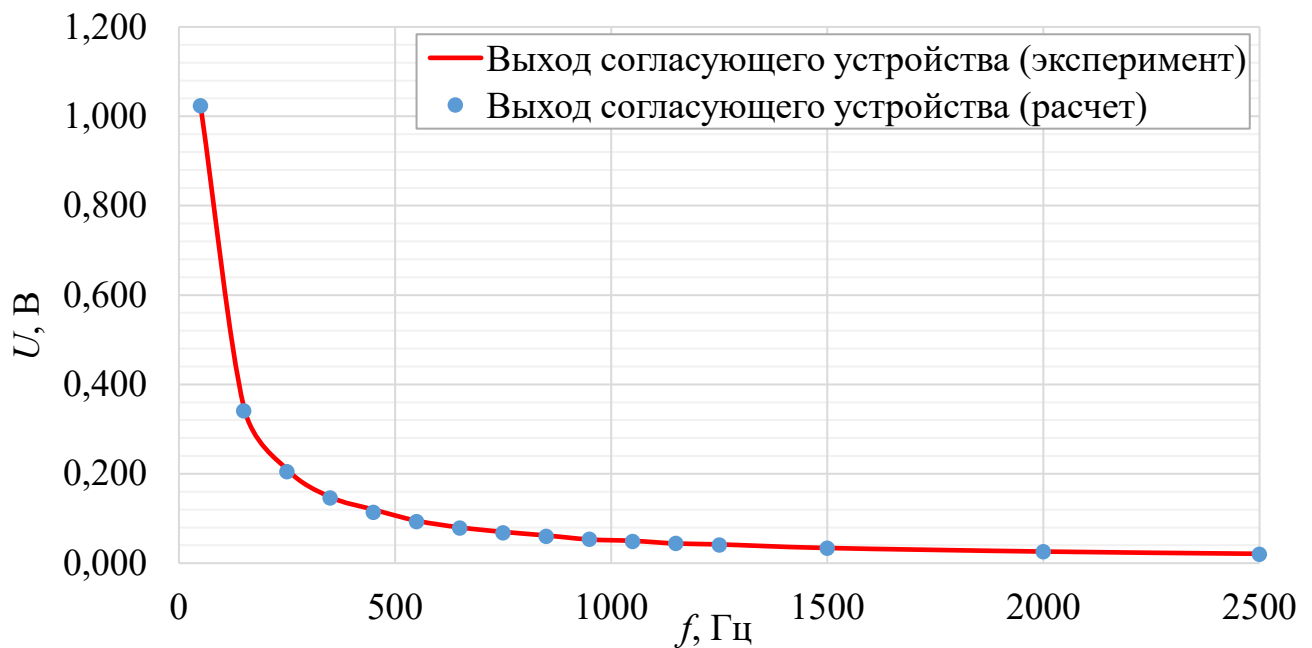


Рисунок 4.10 – Расчетная и экспериментальная АЧХ устройства сопряжения

Таким образом, показаны АЧХ устройства сопряжения, снятые экспериментальным путем, расчетная величина коэффициента усиления системы, а также линейная аппроксимация полученных значений коэффициента усиления.

Учитывая, что измерительный орган является дифференцирующим звеном, которое усиливает сигнал пропорционально его частоте – измеренный коэффициент усиления устройства сопряжения был умножен на номер гармоники, тем самым отражая каков будет коэффициент усиления системы, включающей измерительный орган и устройство сопряжения.

Результаты эксперимента показали, что данная система может применяться для измерения высших гармоник, вплоть до пятидесятой.

4.2 Проверка линейности выходного сигнала системы измерения напряжения от уровня измеряемого напряжения

Целью эксперимента являлась проверка линейности выходной характеристики разработанной системы в рабочем диапазоне высоких напряжений, а также оценка работоспособности системы беспроводной передачи энергии,

электронных компонентов УС и оптоволоконного канала связи в условиях, приближенных к эксплуатационным [181, 182].

Для проведения испытаний разработанной системы на высоком напряжении собрана экспериментальная установка, функциональная схема которой показана на рисунке 4.11. Она включает в свой состав испытательный трансформатор TV2 типа ИОМ 35-70/30 У2, питающийся от лабораторного автотрансформатора TV1, позволяющего регулировать напряжение на высокой стороне испытательного трансформатора. Для контроля величины высокого напряжения линии электропередачи к обмотке высокого напряжения TV1 подключен электростатический киловольтметр PV3, с пределом измерений до 30 кВ.

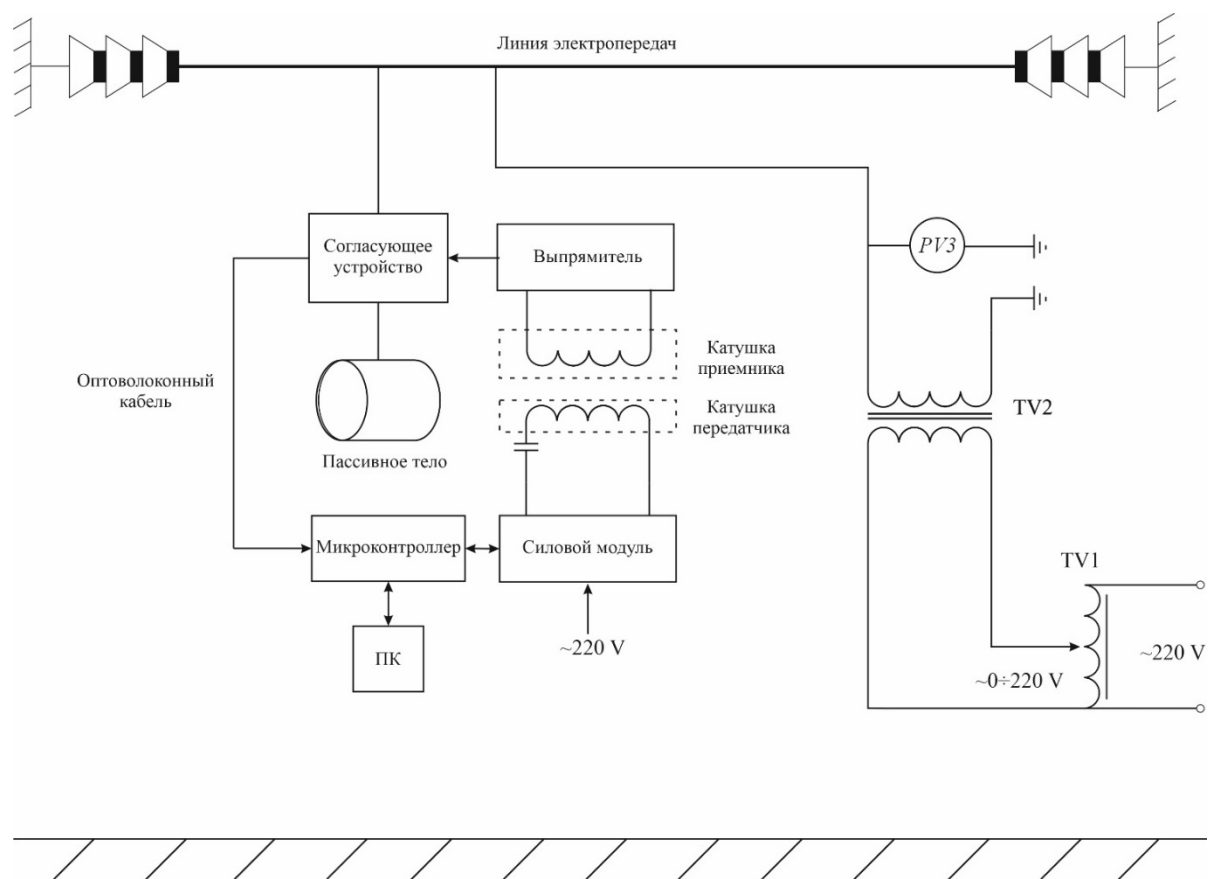
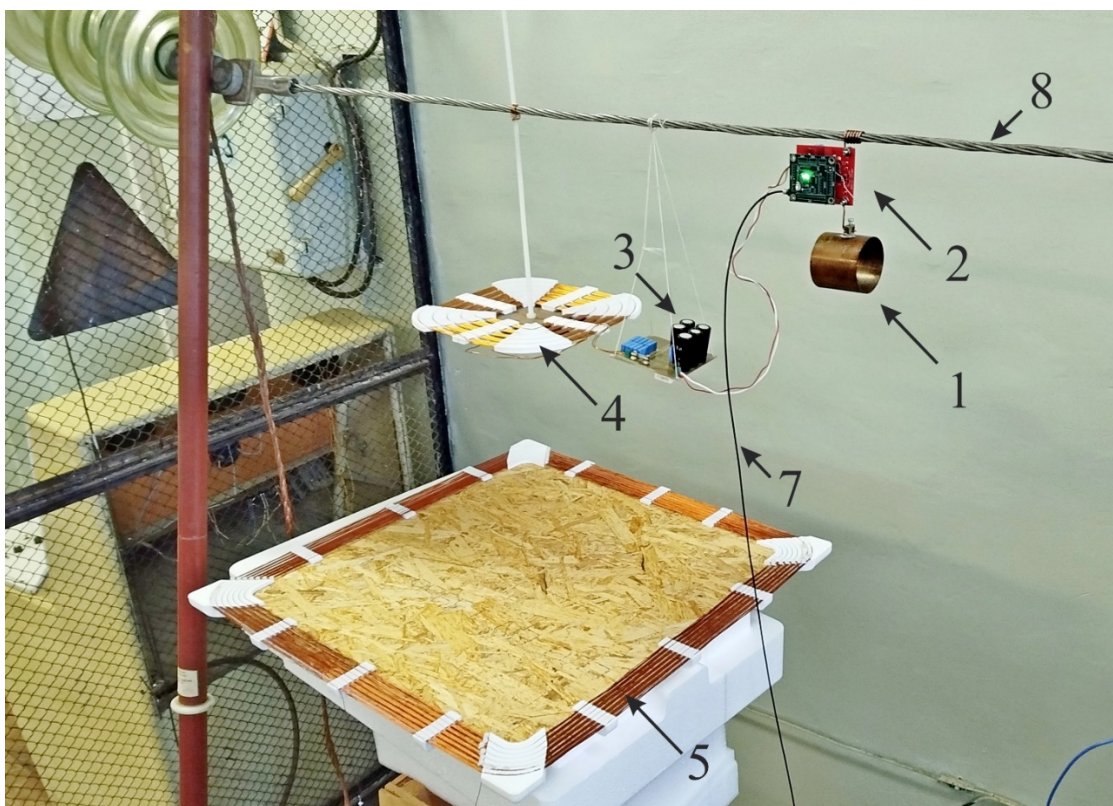


Рисунок 4.11 – Функциональная схема испытательного стенда для проверки работы системы измерения напряжения на базе СГСТ при напряжении ЛЭП 5–30 кВ

Внешний вид экспериментальной установки показан на рисунке 4.12.



а)



б)

Рисунок 4.12 – Внешний вид экспериментальной установки для высоковольтных испытаний системы измерения напряжения: а) – вид слева, б) – вид справа

Активным телом выступает линия электропередачи 8, получающая питание от испытательного высоковольтного трансформатора 9, который формирует электрический потенциал φ_1 , подлежащий измерению. Пассивное тело 1 подключено к активному телу 8 посредством устройства сопряжения 2, в состав которого входят измерительный резистор сопротивлением $R = 200 \text{ кОм}$, инструментальный усилитель, обеспечивающий большое входное сопротивление для исключения влияния устройства сопряжения на измеряемый сигнал. Также в состав устройства сопряжения входит интегратор, обеспечивающий сдвиг измеренного сигнала на 90° . Для питания устройства сопряжения и обеспечения гальванической развязки цепей питания системы измерения напряжения применена система беспроводной передачи энергии, включающая катушку передатчика 5, катушку приемника 4, силовой модуль 6 и плату выпрямителя 3. Расстояние между приемной и передающей катушками равнялось 40 см. Для передачи информации о величине измеренного напряжения использован оптоволоконный кабель 7.

В ходе эксперимента проведены замеры напряжения линии электропередачи U_1 (кВ) электростатическим киловольтметром 10 и напряжения U_d (В), измеренного разработанной системой и переданного по оптоволоконному кабелю. Последовательно увеличивая величину действующего значения напряжения линии электропередачи от 0 до 30 кВ с интервалами в 5 кВ, производился замер величины напряжения, поступившего по оптическому каналу передачи информации с платы сопряжения на микроконтроллер, с последующим анализом на ПК [183]. Также производился замер данных, полученных с электростатического киловольтметра. По данным замеров произведен расчет среднеквадратичного отклонения от аппроксимирующей линейной функции по методу наименьших квадратов, показанный на рисунке 4.13.

Для оценки линейности выходной характеристики по результатам измерений построена аппроксимирующая линейная функция:

$$U_{\text{СГСТ}} = 0,2073 \cdot U_1 + 0,3148. \quad (4.5)$$

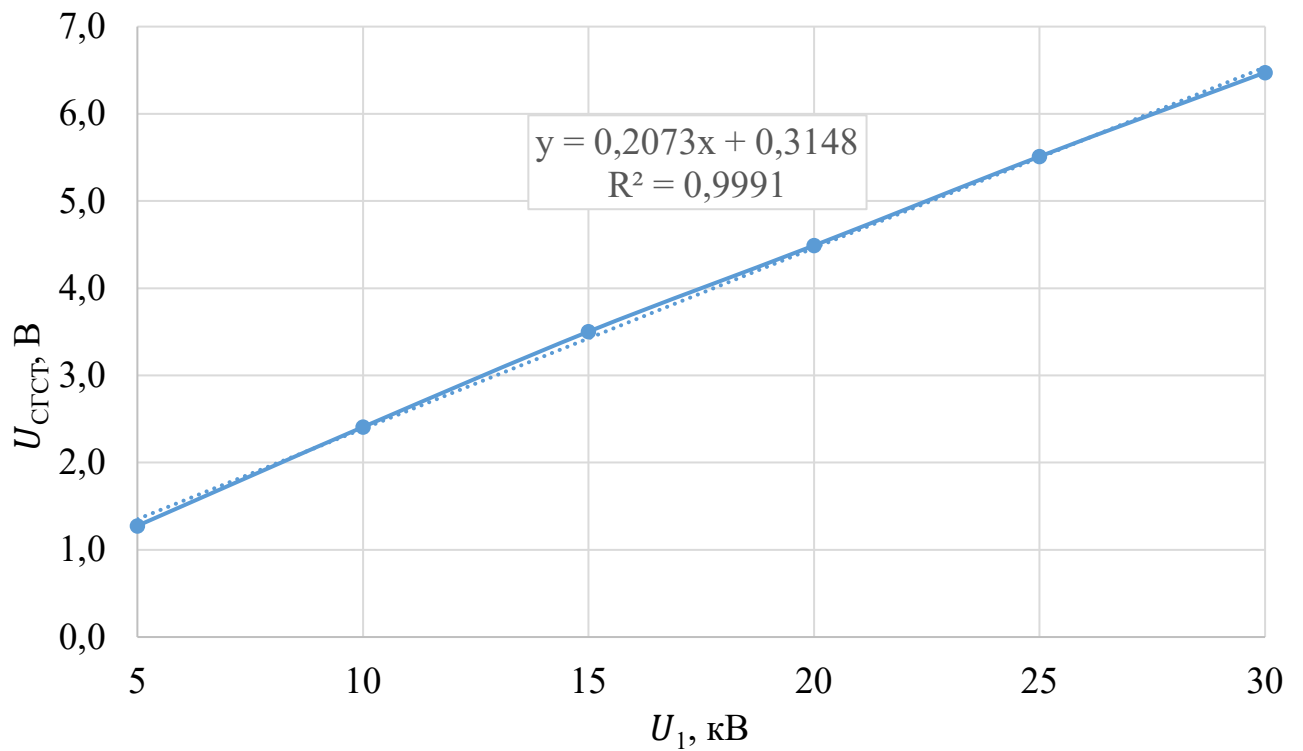


Рисунок 4.13 – Аппроксимирующая линейная функция зависимости выходного напряжения системы измерения напряжения от напряжения измеряемой линии

По данным замеров построен график зависимости выходного напряжения системы от напряжения линии (рисунок 4.14).

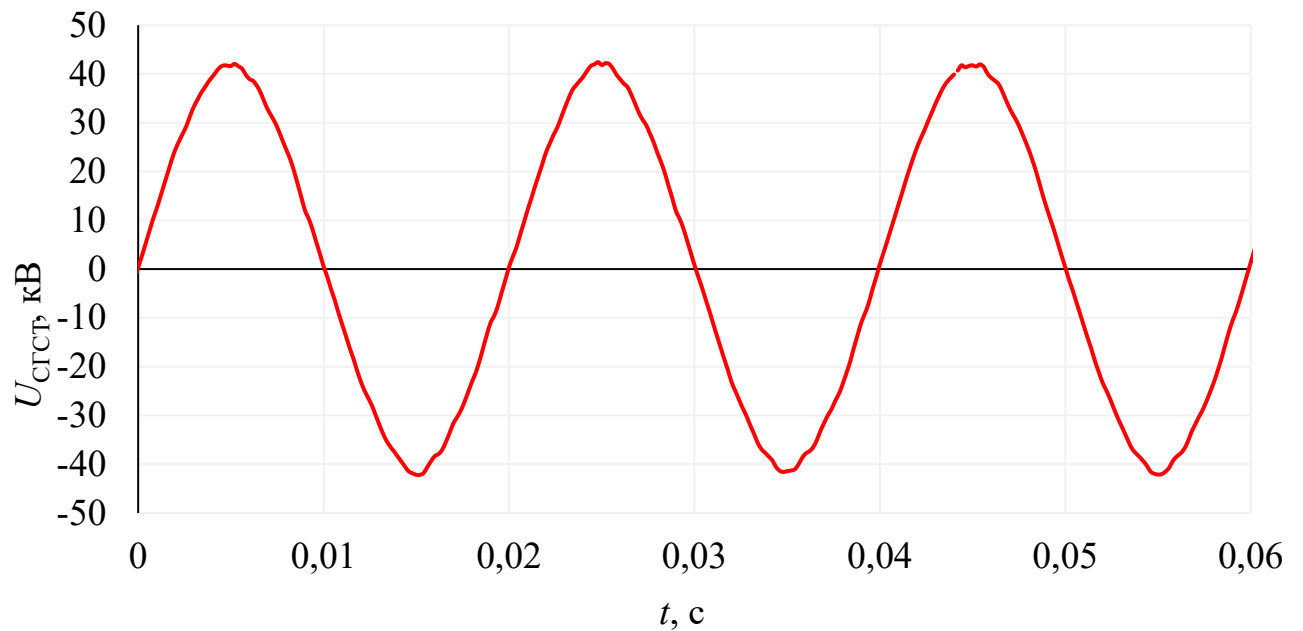


Рисунок 4.14 – Напряжение линии, полученное из данных замеров системы измерения напряжения

Исходя из данных полученного значения напряжения линии и напряжения, измеренного электростатическим киловольтметром, среднеквадратичное отклонение составило 2,2 %, что подтверждает линейность характеристик разработанной системы измерения напряжения относительно уровня измеряемого напряжения. Результаты проведённых испытаний подтверждены актом и протоколом, которые приведены в Приложении Б.

Выводы по четвертой главе

1. Форма выходного сигнала с интегратора устройства сопряжения с высокой точностью соответствует форме измеряемого напряжения, снятого с образцового резистивного делителя.

2. Величина среднеквадратического отклонения между сигналом на выходе интегратора и образцовым сигналом составила 3,68%, что подтверждает высокую точность основного измерительного тракта (активное тело – инструментальный усилитель – интегратор).

3. В диапазоне высоких напряжений от 0 до 30 кВ экспериментально установлена линейная зависимость выходного напряжения разработанной системы от уровня измеряемого напряжения. Среднеквадратичное отклонение экспериментальных данных от аппроксимирующей прямой составило 2,2%, что доказывает применимость разработанной системы для количественных измерений.

4. Экспериментально снятая АЧХ устройства сопряжения и анализ гармонического состава показали, что погрешность масштабного преобразования для гармоник вплоть до 9-й (450 Гц) не превышает 5,19%, что соответствует требованиям стандартов для трансформаторов напряжения, предназначенных для измерения качества электроэнергии.

5. Прототип успешно функционировал при напряжении до 30 кВ с применением системы беспроводной передачи энергии и оптоволоконной линии связи, обеспечивающих гальваническую развязку.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе, являющейся научно-квалификационной работой, решена актуальная научно-техническая задача разработки нового способа получения информации о напряжении высоковольтных линий электропередач, позволяющего на его основе проектировать измерительные системы с улучшенными массогабаритными показателями, что имеет существенное значение для развития электроэнергетической отрасли народного хозяйства.

В ходе исследования получены следующие основные **результаты**:

1. Разработан принципиально новый способ получения информации об электрическом потенциале высоковольтной линии электропередач на базе системы гальванически связанных тел. Получено математическое описание и разработана компьютерная модель предложенной системы.

2. Исследованы и оптимизированы ключевые параметры комплекса. Получены аналитические зависимости, связывающие собственную и эквивалентную емкость пассивных тел цилиндрической (диаметром 0,05–0,1 м, длиной 0,01–0,1 м) и сферической форм с их геометрическими размерами и расстояниями до активного тела. Разработана и оптимизирована система беспроводной передачи энергии с S-S топологией для питания устройства сопряжения, и доказано, что при рабочих расстояниях (до 40 см для 35 кВ) уровень индуцируемых ЭДС обеспечивает электромагнитную совместимость с устройством сопряжения.

3. Экспериментально подтверждена работоспособность и основные функциональные характеристики прототипа измерительной системы. В результате испытаний выявлено:

а) прототип, испытанный при напряжении до 30 кВ имеет линейную характеристику в диапазоне 5–30 кВ среднеквадратичное отклонение составило 2,2%;

б) форма выходного сигнала соответствует форме измеряемого напряжения со среднеквадратичным отклонением не превышающем 3,7%.

Практические рекомендации и перспективы дальнейших исследований

На основе полученных теоретических и экспериментальных результатов разработана инженерная методика проектирования датчиков напряжения на базе системы гальванически связанных тел. Методика включает алгоритмы выбора геометрических параметров пассивного тела, расчета корректирующих коэффициентов эквивалентной емкости, определения оптимального сопротивления измерительного резистора, а также рекомендации по проектированию системы беспроводной передачи энергии. Полный текст методики представлен в Приложении В.

Перспективными направлениями дальнейших исследований являются: разработка комплексной математической модели, учитывающей одновременное измерение напряжения на трех фазах, и создание на ее основе алгоритмов обработки информации; а также разработка теории и устройства предпусковой идентификации параметров многофазной системы измерения напряжения для ее настройки при установке на объектах сетевой инфраструктуры.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

Список использованных сокращений

АИИС КУЭ – Автоматизированная информационно-измерительная система коммерческого учета электроэнергии

АРМ – Автоматизированное рабочее место

АСУ ТП – Автоматизированная система управления технологическими процессами

АЧХ – Амплитудно-частотная характеристика

В – выпрямитель

ВЛ – Воздушная линия (электропередачи)

ВОТН – Волоконно-оптический трансформатор напряжения

ДНЕЭ – Делитель напряжения емкостной электронный

ЕДН – Емкостный делитель напряжения

ЕТН – Емкостный трансформатор напряжения

ЗРУ – Закрытое распределительное устройство

И – инвертор

ИЭУ (IED) – Интеллектуальное электронное устройство (Intelligent Electronic Device)

КРУ – Комплектное распределительное устройство

КРУН – Комплектное распределительное устройство наружной установки

КРУЭ – Комплектное распределительное устройство с элегазовой изоляцией

ЛАЧХ – Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика

ЛФЧХ – Логарифмическая фазо-частотная характеристика

ЛЭП – Линия электропередачи

МК – микроконтроллер

МКЭ (FEM) – Метод конечных элементов (Finite Element Method)

МЭК (IEC) – Международная электротехническая комиссия (International Electrotechnical Commission)

НУ – нормирующий усилитель

ОРУ – Открытое распределительное устройство

ОТН – Оптический трансформатор напряжения

ОУ – Операционный усилитель

ПС – Подстанция

ПТ – пассивное тело

ПК – персональный компьютер

ПУЭ – Правила устройства электроустановок

РЗиА (РЗА) – Релейная защита и автоматика

СБПЭ – Система беспроводной передачи энергии

СГСТ – Система гальванически связанных тел

СН – стабилизатор напряжения

ТН – Трансформатор напряжения

УС – устройство сопряжения

ФИ – фильтр-интегратор

ЦПС (ЦП) – Цифровая подстанция

ЭЭС – Электроэнергетическая система

SCADA – Диспетчерское управление и сбор данных (Supervisory Control And Data Acquisition)

Список использованных обозначений

Q – электрический заряд пассивного тела

C_0 – собственная электрическая емкость пассивного тела

C_0^* – эквивалентная емкость пассивного тела с учетом влияния внешних полей

k_C – корректирующий коэффициент для емкости

$k_{\text{АЦП}}$ – нормирующий коэффициент для согласования уровня выходного сигнала с диапазоном входного сигнала АЦП.

L, D – геометрические параметры пассивного тела

ρ_R – удельное сопротивление материала измерительного резистора

d_R – диаметр измерительного резистора

l_R – высота измерительного резистора

l – длина соединительного проводника между резистором и пассивным телом

R – сопротивление измерительного резистора

T – постоянная времени ($T = R \cdot C_0$)

$\varphi_{1\text{max}}$ – максимальное значение электрического потенциала активного тела

φ_1 – электрический потенциал активного тела

$\varphi_{1\text{max}}$ – максимальное значение электрического потенциала активного тела

φ_2 – электрический потенциал пассивного тела

γ_0 – начальная фаза сетевого напряжения

ω – угловая частота сетевого напряжения

ω_c – угловая частота сопряжения одноемкостного звена

ω_1 – угловая частота основной гармоники измеряемого сигнала

U_R – падение напряжения на измерительном резисторе

$U_{\text{иу}}$ – напряжение на выходе инструментального усилителя

$U_{\text{инт}}$ – напряжение на выходе интегратора

$U_{\text{дел}}$ – напряжение на выходе делителя напряжения

$U_{\text{АЦП}}$ – напряжение на выходе аналого-цифрового преобразователя

$U_{\text{д}}$ – напряжение на выходе измерительного органа

u_{in} – входное напряжение на инверторе системы БПЭ

u_{C1} – напряжение на конденсаторе в первичной цепи системы БПЭ

u_{C2} – напряжение на конденсаторе во вторичной цепи системы БПЭ

i_1 – ток первичной цепи системы БПЭ

i_2 – ток вторичной цепи системы БПЭ

R_1, R_2, C_1, C_2 – сопротивления и емкости первичной и вторичной цепей системы БПЭ

R_{load} – эквивалентное сопротивление нагрузки системы БПЭ

L_1, L_2 – индуктивности первичной и вторичной катушек системы БПЭ

M – взаимная индуктивность катушек БПЭ

U_{cf} – напряжение заряда ионисторов

S – площадь платы устройства сопряжения

E_{max} – амплитуда ЭДС, наведенная в контуре устройства сопряжения

B_{max} – амплитуда индукции магнитного поля

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вавин, В. Н. Трансформаторы напряжения и их вторичные цепи / В. Н. Вавин. – Москва : Энергия, 1977. – 105 с.
2. Устройства и системы сетевой защиты в электрических установках. Часть 9-2: Специфический протокол связи для системных сетей (SNP). Процессная шина на основе обмена значениями отсчетов : МЭК 61850-9-2:2011. – Изд. 1.1. – Женева : МЭК, 2011. – 55 с. – ISBN 978-2-88912-426-3.
3. Об утверждении Энергетической стратегии Российской Федерации на период до 2035 года : распоряжение Правительства РФ № 1523-р : принято 9 июня 2020 г. – Москва, 2020. – URL: <http://static.government.ru/media/files/w4sigFOiDjGVDT4IgsApssm6mZRb7wx.pdf> (дата обращения: 20.08.2024).
4. Программа инновационного развития ПАО «ФСК ЕЭС» на период 2021–2025 годов с перспективой до 2030 года : утв. решением Правления ПАО «ФСК ЕЭС» 28.12.2022 г., протокол № 38. – Москва : ПАО «ФСК ЕЭС», 2023. – 36 с. – URL: https://minenergo.gov.ru/upload/iblock/183/znfz08y27c2ja6yv27ggnpk0dep1k7m2/Pasport_PIR_FSK_EES_na_2021_2024_do_2030_g.pdf (дата обращения: 19.05.2024).
5. Цифровая подстанция. Методические указания по проектированию ЦПС : СТО 56947007-29.240.10.299-2020 : введ. 2020-12-31 / ПАО «ФСК ЕЭС». – Москва : [б. и.], 2020. – 199 с.
6. Гречухин, В. Н. Электронные трансформаторы тока и напряжения. Состояние, перспективы развития и внедрения на ОРУ 110–750 кВ станций и подстанций энергосистем / В. Н. Гречухин // Вестник ИГЭУ. – 2006. – Вып. 4. – С. 35–42. – EDN HFLWBF.
7. IEC 61850-1:2013. Communication networks and systems for power utility automation. Part 1: Introduction and overview. – Geneva : International Electrotechnical Commission, 2013. – 27 p. – ISBN 978-2-83220-682-6.
8. Решения компании «Прософт-Системы» для цифровых подстанций : презентация доклада на семинаре СИГРЭ (Москва, 30 нояб. 2017 г.) / А. В. Железов [и др.] ; ПАО «ФСК ЕЭС». – Москва : CIGRE Russia, 2017. – 32 слайда. – URL: https://cigre.ru/activity/conference/seminar_c6/materials/Prezent_Dig.Subst._Pro_Soft_30.11.17.pdf (дата обращения: 19.08.2025).
9. Головин, А. В. Стандарт МЭК 61850. Протоколы связи в электроэнергетике. Предпосылки для создания стандарта МЭК 61850 / А. В. Головин, А. О. Аношин // Новости электротехники. – 2012. – № 3 (75).

10. IEC 61850-9-2:2011. Communication networks and systems for power utility automation. Part 9-2: Specific communication service mapping (SCSM) – Sampled values over ISO/IEC 8802-3. – Geneva : International Electrotechnical Commission, 2011. – 55 p. – ISBN 978-2-88912-426-3.
11. IEC 61850-8-1:2011. Communication networks and systems for power utility automation. Part 8-1: Specific communication service mapping (SCSM) – Mappings to MMS (ISO 9506-1 and ISO 9506-2) and to ISO/IEC 8802-3. – Geneva : International Electrotechnical Commission, 2011. – 154 p. – ISBN 978-2-88912-355-6.
12. GOOSE, MMS and SV Protocols: What is the Difference? // SGRwin : Компания «Современные Графические Решения». – 2022. – URL: <https://www.sgrwin.com/goose-mms-and-sv-protocols/> (дата обращения: 20.05.2024).
13. Магадеев, Э. В. Перспективы построения цифровых подстанций / Э. В. Магадеев, А. С. Александров, Д. А. Третьяков // Сборник научно-технических статей сотрудников Группы компаний «Россети». – Москва : Издательство журнала «ЭЛЕКТРОЭНЕРГИЯ. Передача и распределение», 2018. – Т. Выпуск II. – С. 10–16.
14. ГОСТ 1983-2015. Трансформаторы напряжения. Общие технические условия. – Введ. 2017-03-01. – Москва : Стандартиформ, 2016. – 40 с.
15. Терехова, А. И. Влияние внешних факторов сети на погрешности трансформаторов напряжения / А. И. Терехова // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2010. – № 5-6. – С. 150–154. – EDN NULARD.
16. Андреенков, Е. С. Оценка погрешностей трансформаторов напряжения при несинусоидальной нагрузке / Е. С. Андреенков, А. И. Артемов // Вестник КузГТУ. – 2016. – № 1 (113). – С. 105–109.
17. Савина, Н. В. Влияние качества электроэнергии на погрешность измерительных трансформаторов тока и напряжения / Н. В. Савина, М. А. Сухомесов // Электричество. – 2008. – № 11. – С. 6–11.
18. Влияние искажений синусоидальной формы кривых тока и напряжения на погрешности измерительных трансформаторов / Н. Е. Миронюк [и др.] // Электричество. – 2005. – № 2. – С. 31–36.
19. ГОСТ 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – Введ. 2014-07-01. – Москва : Стандартиформ, 2014. – 20 с.
20. Раскулов, Р. Ф. Анализ условий работы измерительных трансформаторов и исследование влияний воздействующих факторов на точностные характеристики трансформаторов в энергосистемах : дис. ... канд. тех. наук : 05.14.02 / Раскулов Радик Фаридович. – Москва, 2004. – 197 с.

21. Раскулов, Р. Ф. Трансформаторы напряжения 3–35 кВ. Факторы, влияющие на погрешности / Р. Ф. Раскулов // Новости ЭлектроТехники. – 2011. – № 1 (67).
22. Mason, R. C. The art & science of protective relaying / C. Russell Mason. – 346 с. – URL: www.gedigitalenergy.com/multilin/notes/artsci/artsci.pdf (дата обращения: 30.04.2024).
23. ГОСТ Р МЭК 60044-8-2010. Трансформаторы измерительные. Часть 8. Электронные трансформаторы тока. – Москва : Стандартинформ, 2012. – 98 с.
24. Гуревич, В. Проблема электромагнитных воздействий на микропроцессорные устройства релейной защиты. Часть 2 / В. Гуревич // Компоненты и технологии. – 2010. – № 3. – URL: <https://kit-e.ru/problemalektromagnitnyh-vozdjeystvij-na-mikroproczessornye-ustrojstva-relejnoj-zashhity-chast-2/> (дата обращения: 30.04.2024).
25. Heydari, H. Impact of Switching-Induced Electromagnetic Interference on Low-Voltage Cables in Substations / H. Heydari, V. Abbasi, F. Faghihi // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2009. – Vol. 51, No. 4. – P. 937–944. – DOI: 10.1109/TEMC.2009.2028236.
26. Костюков, А. В. Обеспечение безопасных условий эксплуатации силовых трансформаторов при тепловых воздействиях токов коротких замыканий / А. В. Костюков, В. А. Соломин, А. А. Костюков // Вестник Донского государственного технического университета. – 2018. – Т. 18. – С. 132–137.
27. СТО 34.01-23.1-001-2017. Объем и нормы испытаний электрооборудования : введ. 2017-05-29 / ПАО «РОССЕТИ». – Москва : [б. и.], 2017. – 262 с.
28. Алексеев, В. Г. Феррорезонанс в сетях 6–10 кВ / В. Г. Алексеев, М. Х. Зихерман // Электрические станции. – 1978. – № 1. – С. 63–65.
29. Косарев, Б. А. Феррорезонансные перенапряжения в электроустановках 6–220 кВ: теория и результаты экспериментальных исследований / Б. А. Косарев // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2022. – Т. 18, № 3-4. – С. 45–55.
30. 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. – 2011. – № 5. – С. 25–28.
31. Gokhale, G. S. Ferroresonance case study in a distribution network and the potential impact of DERs and CVR/VVO / G. S. Gokhale, B. A. Mork, J. O'Donnell, S. R. Brehmer // Electric Power Systems Research. – 2023. – Vol. 220. – 109303. – DOI: 10.1016/j.epsr.2023.109303.
32. Литвинов, С. Н. Анализ методов контроля технического состояния оборудования на применимость к высоковольтным электронным измерительным трансформаторам / С. Н. Литвинов, В. Д. Лебедев, А. В.

- Гусенков // iPolytech Journal. – 2023. – Т. 27, № 2. – С. 322–338. – DOI: 10.21285/1814-3520-2023-2-322-338. – EDN TQSDVV.
33. Основные результаты функционирования объектов электроэнергетики в 2016 году. Итоги прохождения ОЗП 2016–2017 годов. Задачи на среднесрочную перспективу / Е. П. Грабчак [и др.] // Министерство энергетики РФ. – 2017. – URL: <https://minenergo.gov.ru/node/6575> (дата обращения: 09.01.2023).
 34. Саенко, Ю. Л. Исследование причин повреждения трансформаторов напряжения контроля изоляции / Ю. Л. Саенко, А. С. Попов // Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. – 2011. – № 7. – С. 59–66.
 35. Cesky, L. Overheating of primary and secondary coils of voltage instrument transformers / L. Cesky, F. Janicek, J. Kubica, F. Skudrik // 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering. – 2017. – DOI: 10.1109/EPE.2017.7967359.
 36. Жунин, А. М. Определение влагосодержания в твердой изоляции трансформатора на основе влагосодержания в масле / А. М. Жунин, А. Г. Николаев, С. С. Скворцов // Электротехника : сетевой электронный научный журнал. – 2015. – Т. 2, № 4. – С. 84–91.
 37. Бояршинов, Б. С. Процессы старения и разрушения электрической изоляции / Б. С. Бояршинов, Г. И. Хожайнова // Экономика и практический менеджмент в России и за рубежом : материалы Междунар. науч.-практ. конф. (Коломна, 15 апреля 2014 г.). – Коломна : Коломенский институт (филиал) Московского государственного машиностроительного университета (МАМИ), 2014. – С. 225–227.
 38. Бояршинов, Б. С. Экспериментальная проверка теории старения диэлектрической изоляции Журкова–Дмитревского / Б. С. Бояршинов, Г. И. Хожайнова // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2010. – Т. 316, № 2. – С. 107–109.
 39. Климчук, С. В. Анализ причин выхода из строя и мероприятия по повышению надежности измерительных трансформаторов / С. В. Климчук, М. В. Прокопович ; науч. рук. А. Л. Старжинский // Электроэнергетика и электротехника : материалы 79-й научно-технической конференции студентов и аспирантов «Актуальные проблемы энергетики» (Апрель 2023 г.). – Минск : БНТУ, 2023. – С. 241–245. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM).
 40. Хреников, А. Ю. Диагностика и мероприятия по снижению аварийности высоковольтных измерительных трансформаторов тока и напряжения в электрических сетях 110–750 кВ / А. Ю. Хреников, Р. В. Мажурин // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2013. – № 6. – С. 52–54.
 41. Повреждаемость основного электрооборудования ПС напряжением 110–750 кВ в РФ / В. С. Богомолов, М. Х. Зихерман, Ю. Н. Львов [и др.] // Энергия единой сети. – 2013. – № 2. – С. 14–21.

42. Kraszewski, W. Methods of Ferroresonance Mitigation in Voltage Transformers in a 30 kV Power Supply Network / W. Kraszewski, P. Syrek, M. Mitoraj // *Energies*. – 2022. – Vol. 15, 9516. – DOI: 10.3390/en15249516.
43. Бабкин, И. М. Применение антирезонансных трансформаторов с целью повышения качества электроэнергии / И. М. Бабкин, А. Е. Ильин, Н. Н. Дунаев, Д. А. Онохин // *Молодой ученый*. – 2019. – № 29 (267). – С. 10–14. – URL: <https://moluch.ru/archive/267/61736/> (дата обращения: 29.01.2025).
44. Rayati, M. Optimum damping resistance of potential transformers for mitigating ferroresonance in gas insulated substations / M. Rayati, A. M. Ranjbar // *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. – 2018. – Vol. 103. – P. 553–561. – DOI: 10.1016/j.ijepes.2018.06.031.
45. Корнилов, К. Е. Феррорезонансные явления в электрических сетях / К. Е. Корнилов, А. В. Макаров // *ЭНЕРГИЯ 2012 : сборник докладов научно-технической конференции*. – Иваново, 2012. – С. 218–221.
46. Руководство по защите электрических сетей 6–1150 кВ от грозových и внутренних перенапряжений : РД 153-34.3-35.125-99. – Санкт-Петербург : Издательство ПЭИПК, 1999. – 146 с.
47. Зихерман, М. Х. Антирезонансные трансформаторы напряжения. Технические требования и методы испытаний / М. Х. Зихерман // *Новости электротехники*. – 2011. – № 68. – URL: <http://www.news.elteh.ru/arh/2011/68/12.php> (дата обращения: 30.04.2024).
48. Зихерман, М. Х. Антирезонансные трансформаторы напряжения. Перспективы развития / М. Х. Зихерман // *Новости электротехники*. – 2007. – № 44. – URL: <http://www.news.elteh.ru/arh/2007/44/14.php> (дата обращения: 30.04.2024).
49. Кадомская, К. П. Антирезонансные трансформаторы напряжения. Эффективность применения / К. П. Кадомская, О. И. Лаптев // *Новости электротехники*. – 2006. – № 6 (42). – URL: <http://www.news.elteh.ru/arh/2006/42/11.php> (дата обращения: 30.04.2024).
50. 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.
51. 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*. – 2011. – Вып. 5. – С. 25–28.
52. Лаптев, О. И. Исследование эффективности антирезонансных трансформаторов напряжения типа НАМИ в электрических сетях высокого и среднего напряжений : дис. ... канд. техн. наук : 05.14.12 / Лаптев Олег Иванович. – Новосибирск, 2007. – 246 с.

53. Шваб, А. Измерения на высоком напряжении: Измерительные приборы и способы измерения / А. Шваб. – Москва : Энергоатомиздат, 1983. – 264 с.
54. Смирнов, Э. Н. Температурная стабильность высоковольтных вакуумных емкостных делителей / Э. Н. Смирнов, Н. К. Юрков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2010. – № 3 (15). – С. 82–91.
55. Ломтев, Е. А. Принципы построения и конструкции высоковольтных емкостных делителей напряжения / Е. А. Ломтев, Д. И. Нефедьев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/printsipy-postroeniya-i-konstruktsii-vysokovoltnyh-emkostnyh-deliteley-napryazheniya> (дата обращения: 03.02.2025).
56. Le, J. Harmonic voltage measurement error of the capacitor voltage transformer / J. Le, H. Zhang, C. Gao, Q. Zhou // PLoS ONE. – 2018. – Vol. 13, No. 11. – e0205231. – DOI: 10.1371/journal.pone.0205231.
57. Vermeulen, H. J. Equivalent circuit modeling of a capacitive voltage transformer for power system harmonic frequencies / H. J. Vermeulen, L. R. Dann, J. V. Rooijen // IEEE Transactions on Power Delivery. – 1995. – Vol. 10, No. 4. – P. 1743–1749.
58. Гольдштейн, В. Г. Функциональные гиперболические и полиномиальные аппроксимации кривых намагничивания / В. Г. Гольдштейн, В. М. Мякишев, М. С. Жеваев // Труды четвертой всероссийской научной конференции с международным участием. Серия «Математическое моделирование и краевые задачи». – Самара : СамГТУ, 2007. – Ч. 2 : Моделирование и оптимизация динамических систем и систем с распределёнными параметрами. – С. 44–48.
59. Дымков, А. М. Трансформаторы напряжения / А. М. Дымков, В. М. Кибель, Ю. В. Тишенин. – Москва : Энергия, 1975. – 200 с.
60. Zare, M. H. Designing a compensating electronic circuit to enhance capacitive voltage transformer characteristics / M. H. Zare, A. Mirzaei, H. Askarian Abyaneh // The 9th Power Systems Protection and Control Conference (PSPC2015). – 2015. – DOI: 10.1109/pspc.2015.7094922.
61. Izykowski, J. Dynamic compensation of capacitive voltage transformers / J. Izykowski, B. Kasztenny, E. Rosolowski [et al.] // IEEE Transactions on Power Delivery. – 1998. – Vol. 13, No. 1. – P. 116–122. – DOI: 10.1109/61.660865.
62. СТО 56947007-29.180.01.228-2016. Емкостные трансформаторы напряжения 330, 500 и 750 кВ. Типовые технические требования. – Введ. 2016-10-10. (Изм. 1 – 2019 г.). – ПАО «ФСК ЕЭС», 2016. – 42 с.
63. Xie, W. The Influence of Stray Capacitor on the Harmonic Transmission Characteristics of CVT / W. Xie, F. Xue, P. Xie [et al.] // 3rd International Conference on Applied Mathematics, Modelling and Statistics Application (AMMSA 2018). – 2018. – DOI: 10.2991/ammsa-18.2018.76.

64. Андреев, В. А. Релейная защита и автоматика систем электроснабжения / В. А. Андреев. – Москва : Высшая школа, 1991. – 496 с.
65. Zhao, Y.-N. Application of Pockels Electro-Optic Effect in Voltage Transducer / Y.-N. Zhao, G.-Q. Zhang, Z.-Z. Guo [et al.] // 2012 Symposium on Photonics and Optoelectronics. – 2012. – DOI: 10.1109/sopo.2012.6270425.
66. Журавлев, А. А. Методика определения чувствительности интегрально-оптического сенсора напряженности электрического поля высокой частоты / А. А. Журавлев, И. Л. Вольхин, Д. И. Шевцов, В. П. Первадчук // Вестник Пермского университета. Серия: Физика. – 2013. – № 3 (25). – С. 78–82.
67. Сметанников, О. Ю. Исследование оптико-механических характеристик волокна в условиях термоцикла / О. Ю. Сметанников, А. Н. Труфанов, Ю. И. Лесникова // Известия Самарского научного центра РАН. – 2018. – № 6-2. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/issledovanie-optiko-mehanicheskikh-harakteristik-volokna-v-usloviyah-termotsikla> (дата обращения: 03.02.2025).
68. Li, X. Optical-fiber Voltage Transducer Based on SOP Measurement [Master's Degree Thesis] / Xianzi Li. – Beijing : Beijing Jiaotong University, 2012.
69. Zhao, Y. Research status of optical fiber voltage transformer / Y. Zhao, L. Wang, Y. Zhou // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – Vol. 1920. – 012003. – DOI: 10.1088/1742-6596/1920/1/012003.
70. Yan, Y. The Research on Temperature Characteristics of Fiber Optic Voltage Transformers [Master's Degree Thesis] / Yuntao Yan. – Beijing : Beijing Jiaotong University, 2019.
71. Bi, W. A study on voltage transformer based on Dual-FBG / W. Bi, J. Yu [et al.] // Optical Communication Technology. – 2007. – No. 12. – P. 48–49.
72. Li, Y. Modeling of Optical Circuit and Analysis of Polarization Errors for the Reflective Optical Voltage Sensor / Y. Li, M. Zhang [et al.] // Acta Photonica Sinica. – 2011. – Vol. 40, No. 10. – P. 1536–1541.
73. Tao, S. Simulation of Polarization Errors for All-Fiber Optic Current Sensors / S. Tao, F. Yue, L. Yipu [et al.] // 2014 8th International Conference on Future Generation Communication and Networking. – Hainan, 2014. – P. 100–103. – DOI: 10.1109/FGCN.2014.32.
74. Li, D. Dynamic simulation model of Fiber Optical Current Transformer considering error factors / D. Li, H. Li, S. Mo, C. Yongfeng // Journal of Physics: Conference Series. – 2019. – Vol. 1311. – 012013. – DOI: 10.1088/1742-6596/1311/1/012013.
75. Ma, G. Optical sensors for power transformer monitoring: A review / G. Ma, Y. Wang, W. Qin [et al.] // High Voltage. – 2021. – Vol. 6. – P. 367–386. – DOI: 10.1049/hve2.12021.
76. Ярмаркин, М. К. Помехозащищенность опто-кристаллических измерительных трансформаторов напряжения классов напряжения 330 кВ и выше : презентация доклада на Второй международной конференции по измерительным трансформаторам «Инновационные решения в области

- качества изготовления и надежности эксплуатации измерительных трансформаторов тока и напряжения». – 9 с. – URL: <https://peipk.org/konferencii> (дата обращения: 30.04.2024).
77. Янин, М. А. Текущие результаты опытной эксплуатации электронных ТТ И ТН 500 кВ / М. А. Янин, Р. И. Канафеев, Н. А. Иванов [и др.] // Энергоэксперт. – 2020. – № 1. – С. 62–67.
 78. СТО 56947007-29.120.70.241-2017. Технические требования к микропроцессорным устройствам РЗА. – Введ. 2017-02-28. – АО «НТЦ ФСК ЕЭС», 2017. – 56 с.
 79. Tzelepis, D. Voltage and Current Measuring Technologies for High Voltage Direct Current Supergrids: A Technology Review Identifying the Options for Protection, Fault Location and Automation Applications / D. Tzelepis, V. Psaras, E. Tsotsopoulou [et al.] // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 203398–203428. – DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3035905.
 80. Яблоков, А. А. Методика расчета резистивного делителя напряжения для сетей с изолированной нейтралью / А. А. Яблоков, Е. Е. Готовкина, Р. А. Мальцев, А. В. Панащатенко // Электричество. – 2023. – № 6. – С. 67–76. – DOI: 10.24160/0013-5380-2023-6-67-76. – EDN AALHVX.
 81. 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 [и др.] // Проблемы региональной энергетики. – 2008. – № 3. – С. 104–117.
 82. 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, 2012. – С. 466–470.
 83. Hallstrom, J. Design of a wideband HVDC reference divider / J. Hallstrom, A. Bergman, S. Dedeoğlu [et al.] // Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), Conference on. – Washington DC, 2012. – P. 207–208.
 84. Sperling, E. A possibility to measure power quality with RC-divider / E. Sperling, P. Schegner // 22th International Conference on Electricity Distribution (CIRED). – Stockholm, 2013. – Paper 0195.
 85. Патент № 210878U1 Российская Федерация, МПК G01R 15/06. Высоковольтный измерительный преобразователь напряжения / А. А. Яблоков, Е. Е. Готовкина, В. А. Чуманов ; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВО «Ивановский государственный энергетический университет им. В. И. Ленина». – № 2022109041 ; заявл. 06.04.2022 ; опубл. 01.09.2022, Бюл. № 25. – 2 с.
 86. Патент № 210982U1 Российская Федерация, МПК G01R 15/06. Высоковольтный измерительный преобразователь напряжения / А. А. Яблоков, Е. Е. Готовкина, В. А. Чуманов ; заявитель и патентообладатель

- ФГБОУ ВО «Ивановский государственный энергетический университет им. В. И. Ленина». – № 2022109042 ; заявл. 06.04.2022 ; опубл. 01.09.2022, Бюл. № 25. – 2 с.
87. Патент № 2648020С1 Российская Федерация, МПК G01R 19/00. Устройство измерения переменного тока и напряжения с гальванической развязкой / С. И. Марценюк ; заявитель и патентообладатель С. И. Марценюк. – № 2017106824 ; заявл. 02.03.2017 ; опубл. 21.03.2018, Бюл. № 9. – 12 с.
 88. Патент № 9696345B2 United States, IPC G01R 21/00, G01R 19/25. System and method for automated fault reporting in phasor measurement units / General Electric Company. – Appl. No. 14/243,128 ; filed 02.04.2014 ; publ. 04.07.2017.
 89. SIEMENS. Power engineering guide – answers for energy : technical report / Siemens Aktiengesellschaft – Energy Sector. – [S. l.] : Siemens, 2014.
 90. Schon, K. High Impulse Voltage and Current Measurement Techniques / K. Schon. – Cham : Springer, 2013. – 262 p.
 91. Garnacho, F. The Design and Characterization of a Prototype Wideband Voltage Sensor Based on a Resistive Divider / F. Garnacho, A. Khamlichi, J. Rovira // Sensors. – 2017. – Vol. 17, 2657. – DOI: 10.3390/s17112657.
 92. Muscas, C. Voltage and current transducers for power systems / C. Muscas, N. Locci // Handbook of Measurement in Science and Engineering / M. Kutz (Ed.). – Hoboken : Wiley, 2016. – DOI: 10.1002/9781119244752.ch63.
 93. Zhou, Q. Study and Experiment on Non-Contact Voltage Sensor Suitable for Three-Phase Transmission Line / Q. Zhou, W. He, D. Xiao [et al.] // Sensors. – 2016. – Vol. 16, 40. – P. 1–21. – DOI: 10.3390/s16010040.
 94. Zhou, Q. Research and Experiments on a Unipolar Capacitive Voltage Sensor / Q. Zhou, W. He, S. Li, X. Hou // Sensors. – 2015. – Vol. 15. – P. 20678–20697. – DOI: 10.3390/s150820678.
 95. Zisman, W. A. A new method of measuring contact potential differences in metals / W. A. Zisman // Review of Scientific Instruments. – 1932. – Vol. 3. – P. 367–370. – DOI: 10.1063/1.1748947.
 96. Колмогорова С.С., Бирюков С.В. Проектирование электроиндукционных датчиков и средств измерений электрических полей. – Санкт-Петербург: Реноме, 2022. – 180 с. – ISBN 978-5-00125-731-8.
 97. Патент № 207465U1 Российская Федерация, МПК G01R 29/12. Устройство для измерения напряженности электрического поля со сдвоенным датчиком / Бирюков С.В., Тюкина Л.В., Данышина В.В. – № 2021120230; заявл. 09.07.2021; опубл. 28.10.2021, Бюл. № 31.
 98. Патент № 210427U1 Российская Федерация, МПК G01R 29/12. Сдвоенный датчик для измерения напряженности электрического поля с накладными чувствительными элементами / Бирюков С.В., Тюкина Л.В. – № 2022101435; заявл. 24.01.2022; опубл. 15.04.2022, Бюл. № 11.
 99. Патент № 210806U1 Российская Федерация, МПК G01R 29/12. Сдвоенный датчик для измерения напряженности электрического поля с составными

- чувствительными элементами / Бирюков С.В., Тюкина Л.В. – № 2022101437; заявл. 24.01.2022; опубл. 05.05.2022, Бюл. № 13.
100. Патент № 211166U1 Российская Федерация, МПК G01R 29/12. Сдвоенный датчик для измерения напряженности электрического поля / Бирюков С.В., Тюкина Л.В. – № 2022103257; заявл. 24.01.2022; опубл. 24.05.2022, Бюл. № 15.
 101. Патент № 2839543C1 Российская Федерация, МПК G01R 29/12. Двойной сферический датчик напряженности электрического поля / Бирюков С.В. – № 2024111555; заявл. 26.04.2024; опубл. 05.05.2025, Бюл. № 13.
 102. Патент № 2839563C1 Российская Федерация, МПК G01R 29/12. Двухкоординатный датчик напряженности электрического поля с двугульными чувствительными электродами / Бирюков С.В., Тюкина Л.В. – № 2024133443; заявл. 08.11.2024; опубл. 06.05.2025, Бюл. № 13.
 103. Патент № 2837848C1 Российская Федерация, МПК G01R 29/12. Сдвоенный датчик составляющих вектора напряженности электрического поля с двугульными чувствительными электродами / Бирюков С.В., Тюкина Л.В. – № 2024133442; заявл. 08.11.2024; опубл. 07.04.2025, Бюл. № 10.
 104. Бирюков С.В. Конструктивное решение построения сдвоенного сферического датчика напряженности электрического поля с двугульными чувствительными элементами // Научное приборостроение. – 2024. – Т. 34, № 3. – С. 87–97.
 105. Бирюков С.В., Тюкина Л.В. Модернизированный метод измерения напряженности электрического поля по среднему значению сдвоенными датчиками и устройства для его реализации // Динамика систем, механизмов и машин. – 2021. – Т. 9, № 3. – С. 64–72. – DOI: 10.25206/2310-9793-9-3-64-72.
 106. Бирюков С.В. Сдвоенные сферические датчики напряженности электрического поля с накладными, составными и отдельными чувствительными элементами и их сравнительный анализ // Научное приборостроение. – 2024. – Т. 34, № 2. – С. 30–43.
 107. Бирюков С.В. Основы построения компенсационных электроиндукционных сферических датчиков напряженности электрического поля // Научное приборостроение. – 2026. – Т. 36, № 1. – С. 23–36.
 108. Патент № 2832407C1 Российская Федерация, МПК G01R 29/12. Однокоординатный сферический датчик напряженности электрического поля / Бирюков С.В., Тюкина Л.В. – № 2024117230; заявл. 21.06.2024; опубл. 24.12.2024, Бюл. № 36.
 109. Патент № 2814188C1 Российская Федерация, МПК G01R 29/12. Датчик напряженности электрического поля сдвоенного типа / Бирюков С.В., Тюкина Л.В. – № 2023130980; заявл. 28.11.2023; опубл. 26.02.2024, Бюл. № 6.

110. Бирюков С.В. Основы взаимодействия однокомпонентного сферического датчика напряженности электрического поля, имеющего разомкнутую систему электродов, с однородным полем // Научное приборостроение. – 2025. – Т. 35, № 3. – С. 45–55.
111. Бирюков С.В. Основы взаимодействия однокомпонентного сферического датчика напряженности электрического поля, имеющего разомкнутую систему электродов с неоднородным полем точечного заряда // Омский научный вестник. – 2026. – № 1 (197). – С. 119–125. – DOI: 10.25206/1813-8225-2026-197-119-125.
112. Бирюков С.В. Однокомпонентный сферический датчик напряженности электрического поля с разомкнутой системой электродов в поле вблизи заземленной проводящей плоскости // Научное приборостроение. – 2025. – Т. 35, № 4. – С. 45–55.
113. Бирюков С.В. Двухкомпонентный сферический датчик напряженности электрического поля сдвоенного типа // Омский научный вестник. – 2025. – № 1 (193). – С. 98–106. – DOI: 10.25206/1813-8225-2025-193-98-106.
114. Бирюков С.В. Трехкомпонентный сферический датчик напряженности электрического поля сдвоенного типа // Омский научный вестник. – 2025. – № 3 (195). – С. 103–110. – DOI: 10.25206/1813-8225-2025-195-103-110.
115. Zhou, T. Design and Experiments of Voltage Sensor Based on Electric Field Coupling Principle and Differential Input Structure / T. Zhou, Z. Zhuang, X. Zhou [et al.] // Preprints. – 2020. – 2020100287. – URL: <https://www.preprints.org/manuscript/202010.0287/v1> (дата обращения: 03.02.2025). – DOI: 10.20944/preprints202010.0287.v1.
116. Metwally, I. A. D-dot probe for fast-front high-voltage measurement / I. A. Metwally // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2010. – Vol. 59, No. 8. – P. 2211–2219. – DOI: 10.1109/TIM.2009.2030928.
117. Qin, B. Feasibility study of D-dot probe used for the detection of partial discharge / B. Qin, W. Si, S. Li [et al.] // Electrical Measurement & Instrumentation. – 2016. – Vol. 53, No. 6. – P. 108–112. – DOI: 10.3969/j.issn.1001-1390.2016.06.020.
118. Bai, Y. Design and Simulation Test of an Open D-Dot Voltage Sensor / Y. Bai, J. Wang, G. Wei, Y. Yang // Sensors. – 2015. – Vol. 15. – P. 23640–23652. – DOI: 10.3390/s150923640.
119. Zhao, P. Simulation, Design, and Test of a Dual-Differential D-Dot Overvoltage Sensor Based on the Field-Circuit Coupling Method / P. Zhao, J. Wang, Q. Wang [et al.] // Sensors. – 2019. – Vol. 19, 3413. – DOI: 10.3390/s19153413.
120. Kubo, T. Numerical electric field analysis of power status sensor observing power distribution system taking into account measurement circuit and apparatus / T. Kubo, T. Furukawa, H. Itoh [et al.] // SICE Annual Conference 2011. – Tokyo, 2011. – P. 2741–2746. – DOI: 10.1541/ieejfms.131.171.

121. Ma, G. Measurement of VFTO on transformer entrance with transformer bushing sensor / G. Ma, C. Li, J. Quan [et al.] // Proceedings of the CSEE. – 2010. – Vol. 30, No. 33. – P. 122–128. – DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.2010.33.002.
122. Sun, Z. Design of a VFTO port hole sensor for 1000kV based on inner probe structure / Z. Sun, G. Ma, P. Guo [et al.] // High Voltage Engineering. – 2013. – Vol. 39, No. 6. – P. 1426–1433. – DOI: 10.3969/j.issn.1003-6520.2013.06.020.
123. Wang, K. Laboratory Calibration of D-dot Sensor Based on System Identification Method / K. Wang, Y. Duan, L. Shi, S. Qiu // Sensors. – 2019. – Vol. 19, 3255. – DOI: 10.3390/s19153255.
124. Wang, J. Design, Experiments and Simulation of Voltage Transformers on the Basis of a Differential Input D-dot Sensor / J. Wang, C. Gao, J. Yang // Sensors. – 2014. – Vol. 14. – P. 12771–12783. – DOI: 10.3390/s140712771.
125. Gao, C. Experiment and simulation of D-dot voltage probe based on inverse problem of electric field / C. Gao, J. Wang, J. Yang [et al.] // Transactions of China Electrotechnical Society. – 2016. – Vol. 31, No. 4. – P. 36–42. – DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.2016.04.006.
126. He, W. Principles and experiments of voltage transformer based on self-integrating D-dot probe / W. He, R. Luo, J. Wang [et al.] // Proceedings of the CSEE. – 2014. – Vol. 34, No. 15. – P. 2445–2451. – DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.2014.15.015.
127. Luo, R. The Research and Design of Voltage Measurement Device Based on the Theory of Electric Field Coupling : Master's thesis / R. Luo. – Chongqing : Chongqing University, 2014.
128. Zhang, W. Research on a Non-Contact Multi-Electrode Voltage Sensor and Signal Processing Algorithm / W. Zhang, Y. Yang, J. Zhao [et al.] // Sensors. – 2022. – Vol. 22, 8573. – DOI: 10.3390/s22218573.
129. Wetula, A. New Sensor for Medium and High-Voltage Measurement / A. Wetula, A. Bien, M. Parekh // Energies. – 2021. – Vol. 14, 4654. – DOI: 10.3390/en14154654.
130. Zhao, P. Simulation, Design, and Test of a Dual-Differential D-Dot Overvoltage Sensor Based on the Field-Circuit Coupling Method / P. Zhao, J. Wang, Q. Wang [et al.] // Sensors. – 2019. – Vol. 19, 3413. – DOI: 10.3390/s19153413.
131. Tan, X. Non-Contact Adaptive Voltage Sensor Based on Electric Field Coupling Principle / X. Tan, W. Zhang, M. He [et al.] // Sensors. – 2023. – Vol. 23, 8316. – DOI: 10.3390/s23198316.
132. Lawrence, D. Non-Contact Measurement of Line Voltage / D. Lawrence, J. S. Donnal, S. Leeb, Y. He // IEEE Sensors Journal. – 2016. – Vol. 16, No. 24. – P. 8990–8997. – DOI: 10.1109/jsen.2016.2619666.
133. Патент № 9651584B2 United States, IPC G01R 15/16, G01R 19/00. Isolated and self-calibrating voltage measurement sensor / C. Gunn ; assignee Schneider Electric USA, Inc. – Appl. No. 14/649,816 ; filed 05.12.2012 ; publ. 16.05.2017.

134. Патент № 20220317158A1 United States, IPC G01R 15/16, G01R 19/00. Adjustable voltage sensor / G. A. J. Stollwerck, M. Gravermann, B. Schubert [et al.] ; assignee 3M Innovative Properties Company. – Appl. No. 17/753,328 ; filed 14.09.2020 ; publ. 06.10.2022.
135. Suo, C. Self-Calibration Sensor for Contactless Voltage Measurement Based on Dynamic Capacitance / C. Suo, R. Huang, G. Zhou [et al.] // Sensors. – 2023. – Vol. 23, 3851. – DOI: 10.3390/s23083851.
136. Wang, J. Simulation and Test of a Contactless Voltage Measurement Method for Overhead Lines Based on Reconstruction of Integral Node Parameters / J. Wang, X. Yan, L. Zhong, X. Zhu // Sensors. – 2019. – Vol. 20, No. 1. – 246. – DOI: 10.3390/s20010246.
137. Mingotti, A. Novel and Simplified Procedure to Test Immunity of Low-Power Voltage Transformers / A. Mingotti, L. Peretto, R. Tinarelli // Sensors. – 2022. – Vol. 22, 5804. – DOI: 10.3390/s22155804.
138. Брамм А.М., Хальясмаа А.И., Матренин П.В., Шатунов А.Н. Математическая модель формирования сигналов бесконтактных индуктивных датчиков для контроля магнитного поля ЛЭП 6–10 кВ // Автоматизация и информатизация ТЭК. – 2026. – № 2(631). – С. 63–71. – EDN LSNEAJ.
139. Брамм А.М., Хальясмаа А.И. Система бесконтактного контроля изменения режимов работы ЛЭП 6–10 кВ по сигналам электрического и магнитного полей // Автоматизация в промышленности. – 2026. – № 2. – С. 35–42. – EDN UWJOCI.
140. Брамм А.М., Хальясмаа А.И., Матренин П.В., Ерошенко С.А. Система контроля параметров ЛЭП 6–10 кВ на основе бесконтактных индуктивных датчиков для выявления бездоговорного потребления электроэнергии // Автоматизация в промышленности. – 2025. – № 11. – С. 13–18. – EDN NOXHWV.
141. Мироненко Я.В., Хальясмаа А.И. Архитектура системы поддержки принятия решений на основе интеллектуального анализа данных мониторинга электротехнических комплексов // Автоматизация в промышленности. – 2025. – № 6. – С. 17–22. – EDN HGXXGO.
142. Патент № 108852U1 Российская Федерация, МПК G01R 19/145. Устройство для контроля наличия напряжения высоковольтных сетей и правильности фазировки и емкостный датчик / Н. Г. Капля, Е. Н. Капля. – № 2011127505/28 ; заявл. 05.07.2011 ; опубл. 27.09.2011, Бюл. № 27.
143. Патент № 2015516C1 Российская Федерация, МПК G01R 19/155. Устройство для сигнализации о высоком напряжении на шинах комплектных распределительных устройств / В. И. Гуревич. – № 4859885/24 ; заявл. 16.08.1990 ; опубл. 30.06.1994, Бюл. № 12.
144. Патент № 2729176C1 Российская Федерация, МПК G01R 19/155. Датчик наличия высокого напряжения / В. И. Крючков. – № 2019109431 ; заявл. 29.03.2019 ; опубл. 04.08.2020, Бюл. № 22.

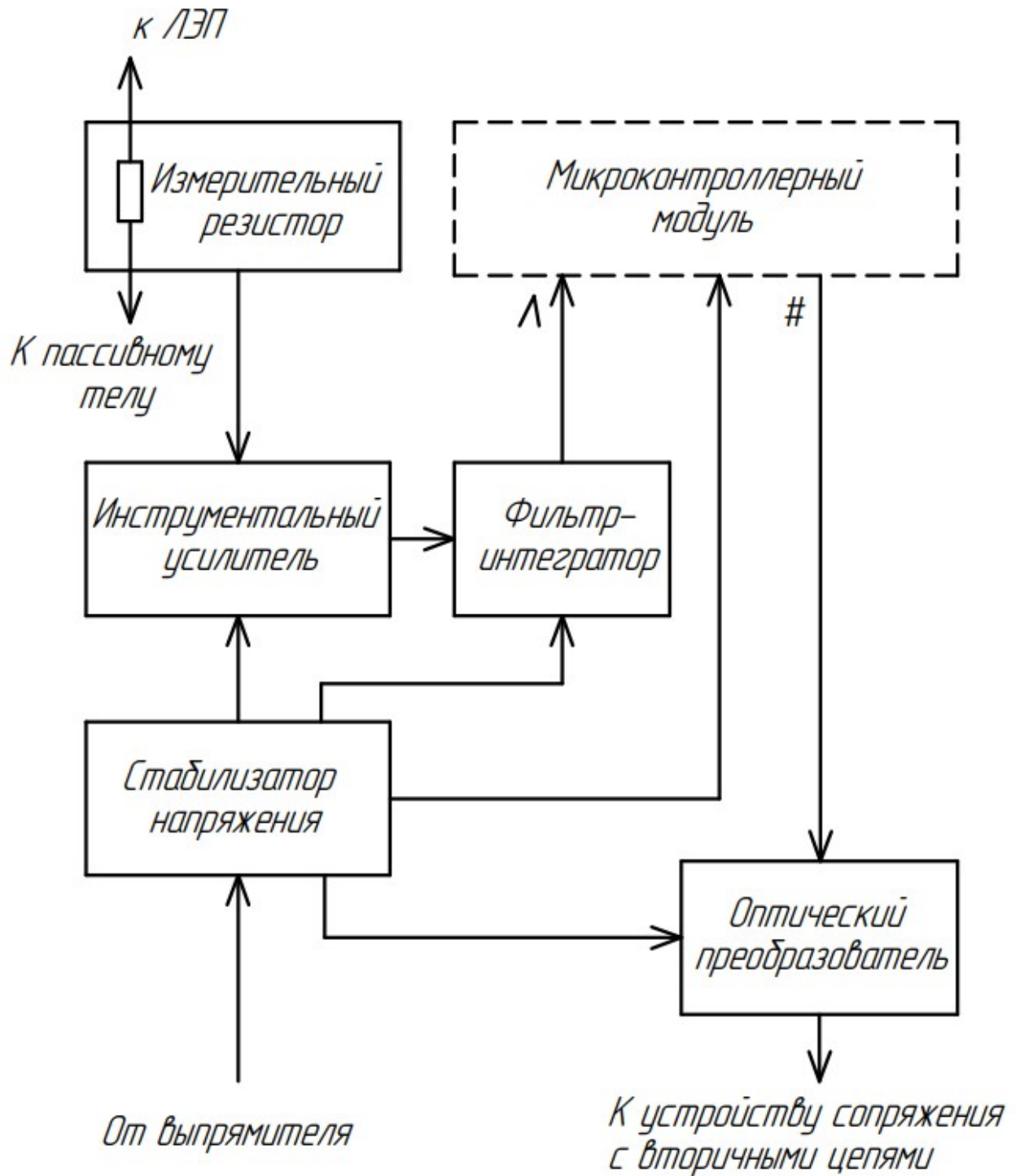
145. Патент № 2640315С1 Российская Федерация, МПК G01R 19/155. Регулируемый емкостной датчик наличия высокого напряжения / В. И. Крючков. – № 2016109467 ; заявл. 20.09.2016 ; опубл. 27.12.2017, Бюл. № 36.
146. Патент № 2743852С1 Российская Федерация, МПК G01R 19/155. Устройство для контроля наличия напряжения в электроустановке / В. В. Кобзев, С. В. Драчук, А. А. Гришина ; патентообладатель ООО «Пластдеталь». – № 2020130328 ; заявл. 15.09.2020 ; опубл. 01.03.2021, Бюл. № 7.
147. Патент № 10338103B2 United States, IPC G01R 19/00, G01R 15/06, G01R 15/16. Voltage sensing device / M. Gravermann, G. A. J. Stollwerck, M. H. Stalder [et al.] ; assignee 3M Innovative Properties Company. – Appl. No. 14/864,072 ; filed 25.09.2015 ; publ. 02.07.2019.
148. Патент № 11287456B2 United States, IPC G01R 21/06, G01R 15/06. Capacitive compensated voltage sensor / Z. Wang, B. P. Mugalian, J. Gorecki ; assignee S & C Electric Company. – Appl. No. 16/847,645 ; filed 14.04.2020 ; publ. 29.03.2022.
149. Патент № 10215778B2 United States, IPC G01R 15/16, G01R 19/00, G01R 15/14, G01R 15/18. Voltage sensor / M. Gravermann, S. Eggert, M. Petry [et al.] ; assignee 3M Innovative Properties Company. – Appl. No. 14/653,213 ; filed 16.12.2014 ; publ. 26.02.2019.
150. Смокталь, Н. Н. Исследование системы измерения напряжения на базе системы гальванически связанных тел / Н. Н. Смокталь, В. М. Завьялов, М. Б. Углова // Перспективные технологии и материалы : материалы Международной научно-практической конференции (Севастополь, 21–23 сентября 2022 г.). – Севастополь : Севастопольский государственный университет, 2022. – С. 279–283.
151. Zhao, X. Energy harvesting for a wireless-monitoring system of overhead high-voltage power lines / X. Zhao, T. Keutel, M. Baldauf, O. Kanoun // IET Generation, Transmission & Distribution. – 2013. – Vol. 7, Iss. 2. – P. 101–107. – DOI: 10.1515/9783110445053-022.
152. Matsuura, M. Recent Advancement in Power-over-Fiber Technologies / M. Matsuura // Photonics. – 2021. – Vol. 8, 335. – P. 335–342. – DOI: 10.3390/photonics8080335.
153. Zavyalov, V. M. Criteria for Choosing of Resonant Circuit Parameters of Wireless Power Transfer Charging System / V. M. Zavyalov, I. Y. Semykina, S. A. Abeidulin [et al.] // Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering. – 2022. – Vol. 18, No. 1. – P. 2236–2246.
154. Huda, S. M. A. Wireless Power Transfer in Wirelessly Powered Sensor Networks: A Review of Recent Progress / S. M. A. Huda, M. Y. Arafat, S. Moh // Sensors. – 2022. – Vol. 22, No. 8. – 2952. – DOI: 10.3390/s22082952.
155. Завьялов, В. М. Способ измерения напряжения высоковольтных линий электропередач на основе системы гальванически связанных тел / В. М. Завьялов, Н. Н. Смокталь, А. Х. С. Велиляев, Ю. А. Майорова // Известия

- высших учебных заведений. Электромеханика. – 2023. – Т. 66, № 2. – С. 76–84. – DOI: 10.17213/0136-3360-2023-2-76-84.
156. Иродов, И. Е. Электромагнетизм. Основные законы / И. Е. Иродов. – Москва : БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009. – 319 с.
 157. Каширских, В. Г. Теория автоматического управления : учебное пособие / В. Г. Каширских. – 2-е изд. – Кемерово : Кузбасский государственный технический университет, 2004. – 97 с. – ISBN 5-89070-384-6. – EDN QMMGLR.
 158. Детлаф, А. А. Курс физики / А. А. Детлаф, В. М. Яворский. – Москва : Высшая школа, 2003. – 300 с.
 159. Бессолицын, А. В. Использование численного расчета трехмерного электростатического поля для определения собственных и взаимных емкостей проводов воздушной линии / А. В. Бессолицын, М. Г. Попов, Е. Н. Хорошина // Глобальная энергия. – 2010. – № 2-2 (100). – С. 55–59.
 160. Friedel, S. Расчёт матрицы емкостей в COMSOL Multiphysics // Блог COMSOL. – URL: <https://www.comsol.ru/blogs/how-to-calculate-a-capacitancematrix-in-comsol-multiphysics> (дата обращения: 23.03.2025).
 161. Maxwell, J. C. A Treatise on Electricity and Magnetism / J. C. Maxwell. – 1873. – Reprint: New York : Dover Publications, 2007.
 162. Altair Flux 2024 Documentation. – URL: https://support.altair.com/csm?id=altair_product_documentation (дата обращения: 02.10.2024).
 163. Zienkiewicz, O. C. A Novel Boundary Infinite Element / O. C. Zienkiewicz, C. Emson, P. Bettess // International Journal for Numerical Methods in Engineering. – 1983. – Vol. 19, No. 3. – P. 393–404.
 164. Zavyalov, V. M. Determining the Correction Factor of Equivalent Capacitance for a Voltage Sensor Based on a System of Galvanically Coupled Bodies / V. M. Zavyalov, N. N. Smoktal, A. S. Velilyaev // 2025 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – Sochi, 2025. – P. 292–297. – DOI: 10.1109/ICIEAM65163.2025.11028370.
 165. Завьялов, В. М. Исследование влияния внешних электрических полей на эквивалентную емкость датчика напряжения на базе системы гальванически связанных тел / В. М. Завьялов, Н. Н. Смокталь, А. С. Велиляев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2025. – Т. 25, № 1. – С. 66–76. – DOI: 10.14529/power250107.
 166. Правила устройства электроустановок. – 7-е изд. – Москва : Энергосервис, 2007. – 279 с.
 167. Mude, K. N. Comprehensive review and analysis of two-element resonant compensation topologies for wireless inductive power transfer systems / K. N. Mude, K. Aditya // Chinese Journal of Electrical Engineering. – 2019. – Vol. 5, No. 2. – P. 14–31. – DOI: 10.23919/CJEE.2019.000008.

168. Ahn, D. Transmitter Coil Resonant Frequency Selection for Wireless Power Transfer / D. Ahn // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2018. – Vol. 33, No. 6. – P. 5029–5041. – DOI: 10.1109/TPEL.2017.2730924.
169. Tan, L. A Segmented Power-Efficiency Coordinated Control Strategy for Bidirectional Wireless Power Transmission Systems with Variable Structural Parameters / L. Tan [et al.] // IEEE Access. – 2018. – Vol. 6. – P. 40289–40301. – DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2852638.
170. Zhu, H. Output Power Stabilization for Wireless Power Transfer System Employing Primary-Side-Only Control / H. Zhu, B. Zhang, L. Wu // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 63735–63747. – DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2983465.
171. Завьялов, В. М. Разработка и исследование беспроводной системы электропитания для датчика напряжения на базе системы гальванически связанных тел / В. М. Завьялов, А. Х. С. Велиляев, Н. Н. Смокталь // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2024. – Т. 67, № 3. – С. 47–54. – DOI: 10.17213/0136-3360-2024-3-47-54.
172. Jay, S. Design, Challenges, and Trends of Inductive Power Transfer Couplers for Electric Vehicles: A Review / S. Jay, W. Zhang, C. C. Mi // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2021. – Vol. 9, No. 5. – P. 6196–6218. – DOI: 10.1109/JESTPE.2020.3042625.
173. Zavyalov, V. Constrained Efficiency Optimization for the Wireless Charging System with LC-Series Compensating Topology / V. Zavyalov, I. Semykina, E. Dubkov [et al.] // Transactions of China Electrotechnical Society. – 2024. – Vol. 39, No. 6. – P. 1627–1642. – DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.222371.
174. Завьялов, В. М. Анализ энергетических характеристик резонансного контура беспроводной зарядной станции при слабых связях и асимметрии параметров / В. М. Завьялов, Н. Н. Смокталь, А. С. Велиляев // Экологическая, промышленная и энергетическая безопасность – 2023 : сборник статей по материалам международной научно-практической конференции (Севастополь, 18–21 сентября 2023 г.). – Севастополь : Севастопольский государственный университет, 2023. – С. 363–367. – EDN SMHZRV.
175. Zavyalov, V. M. Study of Electromagnetic Compatibility of a Voltage Sensor Based on a System of Galvanically Coupled Bodies with a Wireless Energy Transmission System / V. M. Zavyalov, A. S. Velilyaev, N. N. Smoktal // 2024 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – Sochi, 2024. – P. 342–347. – DOI: 10.1109/ICIEAM60818.2024.10553887.
176. Завьялов, В. М. Исследование высоковольтного датчика напряжения на базе системы гальванически связанных тел / В. М. Завьялов, Н. Н. Смокталь, А. Х. С. Велиляев // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности : материалы VIII Международной научно-технической конференции (Чебоксары, 22 ноября 2024 г.). –

- Чебоксары : Чувашский государственный университет имени И. Н. Ульянова, 2024. – С. 273–279.
177. Завьялов, В.М. Система гальванически связанных тел как способ измерения высокого напряжения / В. М. Завьялов, Н. Н. Смокталь, А. С. Велиляев // Энергетические установки и технологии. – 2023. – Т. 9, № 1. – С. 123–127.
 178. Zavyalov, V. M. Study of Frequency Characteristics of a Voltage Sensor Based on System of Galvanically Coupled Bodies / V. M. Zavyalov, N. N. Smoktal, A. S. Velilyaev // 2024 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon). – Magnitogorsk, 2024. – P. 1–5. – DOI: 10.1109/UralCon62137.2024.10718885.
 179. ГОСТ Р МЭК 61850-5-2011. Сети и системы связи на подстанциях. Часть 5. Требования к связи для функций и моделей устройств. – Введ. 2012-09-01. – URL: <https://docs.cntd.ru/document/1200093460> (дата обращения: 18.07.2024).
 180. Завьялов, В. М. Исследование взаимного влияния электрических полей трехфазной электрической сети на показания датчиков напряжения на базе системы гальванически связанных тел с учетом диэлектрической проницаемости среды / В. М. Завьялов, Н. Н. Смокталь, И.А. Сурпин // Экологическая, промышленная и энергетическая безопасность - 2025 : Сборник статей по материалам международной научно-практической конференции, Севастополь, 15–18 сентября 2025 года. – Севастополь: Севастопольский государственный университет, 2025. – С. 215–220.
 181. Завьялов, В. М. Новый подход к измерению высокого напряжения промышленной частоты / В. М. Завьялов, Н. Н. Смокталь // XLVI международная научно-техническая конференция «Кибернетика энергетических систем» : сборник статей по материалам международной научно-практической конференции, Новочеркасск, 21–23 октября 2025 года. – Новочеркасск: Южно-Российский государственный политехнический университет (НПИ) имени М. И. Платова, 2025. – С. 228–233.
 182. Завьялов, В. М. Цифровизация в электроэнергетике как драйвер развития новых измерительных систем / В. М. Завьялов, Н. Н. Смокталь // Экологическая, промышленная и энергетическая безопасность – 2025 : сборник статей по материалам международной научно-практической конференции, Севастополь, 15–18 сентября 2025 года. – Севастополь : Севастопольский государственный университет, 2025. – С. 412–416.
 183. Свидетельство №2025696559 Российская Федерация, Программа обработки данных датчика напряжения на базе системы гальванически связанных тел: заявлено 08.12.2025: опубликовано 18.12.2025 / Завьялов В.М., Смокталь Н.Н., Велиляев А.С.; патентообладатель ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет». – 10 КБ : Python 3.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА УСТРОЙСТВА
СОПРЯЖЕНИЯ

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

АКТ ИСПЫТАНИЙ СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ СИСТЕМЫ ГАЛЬВАНИЧЕСКИ СВЯЗАННЫХ ТЕЛ

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной
деятельности

ФГАОУ ВО СевГУ

М.П. Евстигнеев

« 07 » 11 2024 г.

АКТ № 1/24

испытаний системы измерения напряжения на базе системы гальванически связанных тел
г. Севастополь 07 ноября 2024 г.

Комиссия в составе:

Председатель комиссии:		
<u>Завьялов В.М.</u>		- заведующий кафедрой Электроэнергетические системы атомных станций;
Заместитель председателя комиссии:		
<u>Губарев Ф.А.</u>		- профессор кафедры Энергетические системы и комплексы традиционных и возобновляемых источников
членов комиссии:		
<u>Смокталь Н.Н.</u>		- младший научный сотрудник кафедры Электроэнергетические системы атомных станций;
<u>Велиляев А.С.</u>		- младший научный сотрудник кафедры Электроэнергетические системы атомных станций;
<u>Сперанский М.Ю.</u>		- заведующий лабораторией кафедры Энергетические системы и комплексы традиционных и возобновляемых источников

В период с 05.11.2024 г. по 07.11.2024 г. провела испытания системы измерения напряжения на базе системы гальванически связанных тел по экспериментальной проверке теоретически полученных данных в рамках выполнения гранта РНФ «Создание научных основ для построения новой системы измерения напряжения высоковольтных линий электропередач с обеспечением гальванической развязки в каналах передачи энергии и информации» в соответствии с СРДТ.566115.002 ПМ «Система измерения напряжения на базе системы гальванически связанных тел. Программа и методика испытаний».

1. Комиссии предъявлены:

- 1.1 Измерительный модуль.
- 1.2 Устройство сопряжения с вторичными цепями.
- 1.3 Конструкторская документация на систему измерения напряжения на базе системы гальванически связанных тел.
- 1.4 Программа и методика испытаний СРДТ.566115.002 ПМ

2. В результате проверки установлено:

- 2.1 Программа испытаний выполнена полностью.
- 2.2 Объект испытаний выдержал испытания, а именно подтверждены:
 - энергетические характеристики системы беспроводной передачи энергии;
 - соответствие формы выходного сигнала системы измерения напряжения на базе системы гальванически связанных тел форме измеряемого напряжения;
 - методика расчета эквивалентной собственной емкости пассивного тела;
 - линейная зависимость выходного сигнала от уровня измеряемого напряжения.

3. Вывод

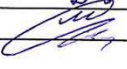
3.1 Экспериментальная проверка системы измерения напряжения на базе системы гальванически связанных тел подтверждает теоретически полученные в рамках выполнения гранта РНФ «Создание научных основ для построения новой системы измерения напряжения высоковольтных линий электропередач с обеспечением гальванической развязки в каналах передачи энергии и информации» данные.

4. Замечания и рекомендации

Целесообразно переработать трассировку печатной платы согласующего устройства между выходом интегратора и входом АЦП с целью уменьшения площади контура информационного аналогового канала;

Приложения:

Протокол испытаний системы измерения напряжения на базе системы гальванически связанных тел № 42 от 07 ноября 2024 г.

Члены комиссии		Завьялов В. М.
		Губарев Ф. А.
		Смокталь Н. Н.
		Велиляев А. С.
		Сперанский М. Ю.

ПРОТОКОЛ № 1/24

Программы и методики испытаний

СРДТ.566115.002 ПМ

07 ноября 2024 г.

1. Объект испытания: система измерения напряжения на базе системы гальванически связанных тел в количестве 1 шт.

2. Цель испытания: экспериментальная проверка теоретически полученных данных.

3. Дата начала испытания: 05 ноября 2024 г.

4. Дата окончания испытания: 07 ноября 2024 г.

5. Место проведения испытания: г. Севастополь, ул. Курчатова, дом 7.

6. Средства проведения испытаний:

Вольтметр GW-INSTEK GDM-8245

Генератор сигналов Uni-T UTG962E

Киловольтметр электростатический С196 (0-30 кВ)

Осциллограф OWON SDS7102V

7. Результаты испытания:

Наименование параметра	Ед. изм.	Номер пункта программы и методики испытаний	Теоретически полученное значение	Значения полученные в результате эксперимента	Отклонение экспериментальных результатов от теоретических
Наличие связи по оптическому каналу между платой сопряжения и микроконтроллерным модулем	-	7.1.3	-	Соответствует	-
Осуществление связи по информационному каналу RS-485 между устройством сопряжения и ПК	-	7.1.4	-	Соответствует	-
КПД резонансного контура	%	7.2.3	62,38	65,04	2,66
Среднеквадратичное отклонение сигнала на выходе интегратора от эталонного сигнала	%	7.3.4	-	3,67	-
Среднеквадратичное отклонение сигнала на входе АЦП от эталонного сигнала	%	7.3.4	-	12,53	-

Эквивалентная емкость пассивного тела	пФ	7.3.5	2,38	2,29	0,09 (3,93%)
Среднеквадратичное отклонение измеренной внешней характеристики датчика от аппроксимирующей линейной функции	%	7.4.3	-	2,2	-

8. Замечания и рекомендации

Целесообразно переработать трассировку печатной платы согласующего устройства между выходом интегратора и входом АЦП с целью уменьшения площади контура информационного аналогового канала;

9. Выводы

9.1 Экспериментальная проверка системы измерения напряжения на базе системы гальванически связанных тел подтверждает теоретически полученные в рамках выполнения гранта РФ «Создание научных основ для построения новой системы измерения напряжения высоковольтных линий электропередач с обеспечением гальванической развязки в каналах передачи энергии и информации» данные.

Испытание проводили

Председатель комиссии:

Завьялов В.М.



- заведующий кафедрой
Электроэнергетические системы атомных станций;

Заместитель председателя комиссии:

Губарев Ф.А.



- профессор кафедры Энергетические системы и комплексы традиционных и возобновляемых источников

членов комиссии:

Смокталь Н.Н.



- младший научный сотрудник кафедры
Электроэнергетические системы атомных станций;

Велиляев А.С.



- младший научный сотрудник кафедры
Электроэнергетические системы атомных станций;

Сперанский М.Ю.



- заведующий лабораторией кафедры
Энергетические системы и комплексы традиционных и возобновляемых источников

ПРИЛОЖЕНИЕ В**ИНЖЕНЕРНАЯ МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДАТЧИКОВ
НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ СИСТЕМЫ ГАЛЬВАНИЧЕСКИ СВЯЗАННЫХ
ТЕЛ**

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

РЕКОМЕНДОВАТЬ:

к использованию при проведении
НИР Института ядерной энергии и
промышленности

Директор ИЯЭиП



Омельчук Ю.А.

« 04 » ноября 2024 г.

МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ
ДАТЧИКОВ НАПРЯЖЕНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ЛИНИЙ
ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ С ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКОЙ ПО
ЭНЕРГЕТИЧЕСКОМУ И ИНФОРМАЦИОННОМУ КАНАЛАМ НА БАЗЕ
СИСТЕМЫ ГАЛЬВАНИЧЕСКИ СВЯЗАННЫХ ТЕЛ

Севастополь
2024

Разработчики:

Заведующий кафедрой
«Электроэнергетические
системы атомных
станций»



Завьялов В.М.

Младший научный
сотрудник кафедры
«Электроэнергетические
системы атомных
станций»



Смокталь Н.Н.

Младший научный
сотрудник кафедры
«Электроэнергетические
системы атомных
станций»



Велиляев А.С.

Методические рекомендации по проектированию датчиков напряжения высоковольтных линий электропередач с гальванической развязкой по энергетическому и информационному каналам на базе системы гальванически связанных тел составлены на основе теоретических и экспериментальных исследований проводимых при финансовой поддержке Российского научного фонда в рамках гранта № 23-29-00414, <https://rscf.ru/project/23-29-00414/>

Методические рекомендации состоят из двух блоков:

1. Рекомендации по проектированию системы беспроводной передачи энергии для питания датчика.
2. Рекомендации по проектированию измерительного органа датчика.

1. Рекомендации по проектированию системы беспроводной передачи энергии для питания датчика на базе гальванически связанных тел.

Систему беспроводной передачи энергии целесообразно проектировать на базе магнито-связанных катушек с последовательно-последовательной топологией, так как она имеет наилучшие энергетические характеристики при слабой связи. Рекомендуемый частотный диапазон передачи энергии 50...100 кГц.

При питании резонансного контура частотой 100 кГц, использовании квадратных катушек с однослойной намоткой, и номинальном токе вторичной цепи 2 А при напряжении 10 В, конструктивные характеристики катушек и соответствующие им емкости конденсаторов резонансного контура для различных классов напряжения приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Параметры элементов резонансного контура системы беспроводной передачи энергии

Номинальное напряжение, кВ	Расстояние между катушками, см	Габаритные размеры, см		Количество витков		КПД %	Емкость конденсаторов первичного контура С1, нФ	Емкость конденсаторов вторичного контура С2, нФ	Ток первичного контура, А
		Передаточная катушка	Принимающая катушка	Передаточная катушка	Принимающая катушка				
ЗРУ									
6	9	22	8	185	22	74.31	0.61	82.84	1.06
10	12	24	10	146	27	78.78	0.55	42.87	0,92
20	18	30	12	62	32	63.9	1.06	25.00	1,00
35	29	42	16	42	41	60.42	1.06	10.84	1,31
110	70	98	30	32	63	62.49	0.67	1.95	2,26
ОРУ									
10	20	32	13	63	34	66.52	0.94	19.92	0,69
20	30	47	17	49	43	67.23	0.82	9.12	0,62
35	40	61	20	49	38	62.38	0.89	5.73	1,18
110	80	100	30	23	65	48.28	1.17	1.89	1,19
110	90	100	30	17	69	32.64	2.01	1.79	0,75

В случае необходимости использования иных параметров системы беспроводной передачи энергии их можно рассчитать с использованием алгоритма оптимизации по максимуму КПД приведенному ниже.

А. Определение основных конструктивных характеристик элементов резонансного контура.

А1. Задание габаритных размеров катушек исходя из технических условий.

А2. Определение характеристик нагрузки: эквивалентное сопротивление R_{load} , ток I_2 , напряжение U_2 (определяются исходя из характеристик цепей питания электронного блока датчика напряжения).

А3. Выбор провода для намотки катушки приемника. Сечение выбирается из расчета 4 ампера на мм^2 .

$$S_{np2} = \frac{I_2}{4}.$$

А4. Определяем требуемый коэффициент передачи резонансного контура по току нагрузки:

$$A_{r2min} \geq \frac{kI_2}{U_{supI}},$$

где k – коэффициент запаса, берется равным 1.1÷1.3, U_{supI} – напряжение источника, питающего первичную цепь системы беспроводной передачи энергии. Для цепей оперативного тока подстанции принимается равным 220 В.

А5. Рассчитываем предварительный ток первичной катушки:

$$I_1 = \frac{k A_{r2min} U_1}{\eta_{ref}},$$

где η_{ref} – ожидаемое КПД системы, зависит от расстояния между катушками и их размера, берется в диапазоне $0,05 \div 0,6$.

А6. Выбор провода для намотки катушки передатчика. Сечение выбирается из расчета 4 ампера на мм^2 .

$$S_{np1} = \frac{I_1}{4}.$$

А7. Определяем шаг намотки передающей катушки:

$$da_1 = 2,2 \sqrt{\frac{S_{np1}}{\pi}}.$$

А8. Определяем шаг намотки катушки приемника:

$$da_2 = 2,2 \sqrt{\frac{S_{np2}}{\pi}}.$$

А9. Определяем максимальное число витков в одном слое плоской катушки передатчика:

$$w_{1\max} = \frac{0.45 a_{1\min}}{da_1},$$

где a_{min1} – длина меньшей стороны катушки передатчика.

А10. Определяем максимальное число витков в одном слое плоской катушки приемника:

$$w_{2\max} = \frac{0.45 a_{2\min}}{da_2},$$

где a_{min2} – длина меньшей стороны катушки приемника.

А11. Задаемся максимальным значения напряжения на конденсаторах резонансного контура первичной цепи $U_{C1\max}$, берется из технических характеристик предполагаемых к использованию конденсаторов.

А12. Задаем максимальным значения напряжения на конденсаторах резонансного контура вторичной цепи U_{C2max} , берется из технических характеристик предполагаемых к использованию конденсаторов.

А13. Задаем угловую частоту напряжения питающего напряжения.

Б. Предварительная оптимизация.

Б1. Изменяем соотношение витков катушек в диапазоне $w_1=1...w_{1max}$, $w_2=1...w_{2max}$, для каждого соотношения рассчитываем параметры:

Б1.1. Собственная индуктивность передающей катушки определяется через интеграл вдоль проводника витков передающей катушки l_1 векторного потенциала тока протекающего по катушке передатчика A_{i1} , принимая величину этого тока один Ампер:

$$L_1 = \int_{l_1} A_{i1} dl_1 .$$

Б1.2. Собственная индуктивность принимающей катушки определяется через интеграл вдоль проводника витков принимающей катушки l_2 векторного потенциала тока протекающего по катушке приемника A_{i2} , принимая величину этого тока один Ампер:

$$L_2 = \int_{l_2} A_{i2} dl_2 .$$

Б1.3. Взаимная индуктивность между принимающей и передающей катушками определяется через интеграл вдоль проводника обмотки принимающей катушки l_2 векторного потенциала тока протекающего по катушке передатчика A_{i1} , принимая величину этого тока один Ампер:

$$M = \int_{l_2} A_{i1} dl_2 .$$

Б1.4. Рассчитываем активное сопротивление катушки передатчика:

$$R_1 = \frac{\rho l_1}{S_{np1}},$$

где ρ – удельное сопротивление материала проводника.

Б1.5. Рассчитываем активное сопротивление катушки приемника:

$$R_2 = \frac{\rho l_2}{S_{np2}},$$

Б1.6. Рассчитываем емкость конденсатора первичного контура:

$$C_1 = \frac{1}{L_1 \omega_p^2}.$$

Б1.7. Рассчитываем емкость конденсатора вторичного контура:

$$C_2 = \frac{1}{L_2 \omega_p^2}.$$

Б2. Поиск оптимального соотношения параметров

Б2.1. Определяем граничные условия используя зависимости:

$$\xi_1 = A_{I_2} \geq \xi_{1\min} = I_{load} / U_{1\max};$$

$$\xi_2 = A_{U_{C1}} \leq \xi_{2\max} = U_{C1\max} / U_{1\max};$$

$$\xi_3 = A_{U_{C2}} \leq \xi_{3\max} = U_{C2\max} / U_{1\max},$$

где I_{load} – максимальный ток нагрузки, $U_{1\max}$ – максимальное напряжение первичного источника энергии; $U_{C1\max}$ – максимальное напряжение на конденсаторе первичной цепи резонансного контура, определяется классом используемых конденсаторов по напряжению; $U_{C2\max}$ – максимальное напряжение на конденсаторе вторичной цепи резонансного контура, определяется классом используемых конденсаторов по напряжению.

Б2.2. Ищем оптимальное соотношение параметров с использованием алгоритма, приведенного на рисунке 1.

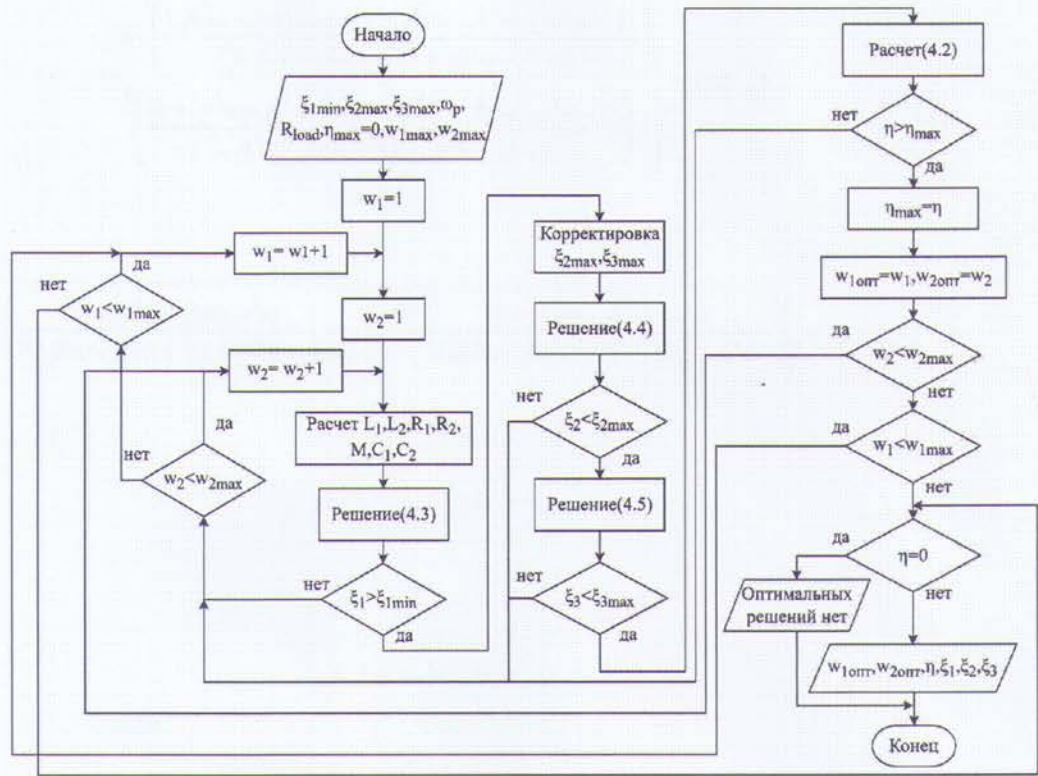


Рисунок 1 – Алгоритм поиска оптимального соотношения параметров

Используемые в алгоритме функции рассчитываются по уравнениям:

$$\eta = \frac{A_{i2}^2 R_{load}}{Re(W_{i1}(j\omega))},$$

$$A_{i2} = \sqrt{\left(\frac{\omega^3 a_1 (\omega b_1 - \omega^3 b_3)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2} \right)^2 + \left(\frac{-\omega^3 a_1 (\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2} \right)^2};$$

$$Re(W_{i1}(j\omega)) = \frac{a_4 (\omega - \omega^3 a_2) (\omega b_1 - \omega^3 b_3) - \omega^2 a_3 a_4 (\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2};$$

$$A_{i2} = \sqrt{\left(\frac{\omega^3 a_1 (\omega b_1 - \omega^3 b_3)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2} \right)^2 + \left(\frac{-\omega^3 a_1 (\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2} \right)^2};$$

$$A_{U_{\Omega}}(\omega) = \sqrt{\left(\frac{(1 - \omega^2 a_2)(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1) - \omega a_3(\omega b_1 - \omega^3 b_3)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2} \right)^2 + \left(\frac{(1 - \omega^2 a_2)(\omega b_1 - \omega^3 b_3) + \omega a_3(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2} \right)^2};$$

$$A_{U_{C_2}}(\omega) = \sqrt{\left(\frac{\omega^2 a_5(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2} \right)^2 + \left(\frac{\omega^2 a_5(\omega b_1 - \omega^3 b_3)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2} \right)^2};$$

$$a_1 = C_1 C_2 M;$$

$$a_2 = C_2 L_2;$$

$$a_3 = C_2 R_2;$$

$$a_4 = C_1;$$

$$a_5 = C_1 M;$$

$$b_1 = C_1 R_1 + C_2 R_2;$$

$$b_2 = C_1 C_2 R_1 R_2 + C_1 L_1 + C_2 L_2;$$

$$b_3 = C_1 C_2 (R_1 L_2 + R_2 L_1);$$

$$b_4 = C_1 C_2 (L_1 L_2 - M^2).$$

В. Проверка результатов предварительной оптимизации.

В1. Оптимальное значение соотношения витков найдено.

В1.1. Сравниваем оптимальное полученное значение КПД системы с предварительно заданным в пункте А5. При условии, если $\eta_{\text{optimum}} \geq \eta_{\text{ref}}$, то процедура оптимизации завершена.

В1.2. В случае, если $\eta_{\text{optimum}} < \eta_{\text{ref}}$, используя полученный КПД повторяем шаги А5-А7, А9 и переходим к повторной оптимизации в соответствии с пунктом Б.

В2. В условиях ограничений оптимальное соотношение витков не обнаружено.

В2.1. Анализируем функции ограничений. Если функция ξ_1 не при одном соотношении числа витков катушек не превышает минимально допустимого значения, увеличиваем частоту ω_p на 20 % и переходим к пункту Б.

В2.2. Если функция ξ_2 или ξ_3 больше допустимого значения, уменьшаем частоту ω_p на 20÷40 % и переходим к пункту Б.

В2.3. Если действия пунктов В2.2, В2.3 не дали положительных результатов, увеличиваем габариты катушек и переходим к пункту А, пока не получим положительное решение.

2. Рекомендации по проектированию измерительного органа датчика

При проектировании измерительного модуля датчика напряжения на базе системы гальванически связанных тел основной задачей является выбор конструкции пассивного тела и соответствующее ей сопротивление измерительного резистора.

В качестве пассивного тела рекомендуется использовать сферический или цилиндрический металлический элемент.

На первом этапе выбирается пассивное тело конкретной формы и габаритов и рассчитывается его собственная емкость. Для сферического тела она определяется по формуле:

$$C_0 = 4\pi\epsilon_0 r,$$

где ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума, r – радиус сферы.

Для цилиндра диаметр и длина которого находятся в диапазоне от единиц до десятков сантиметров собственную емкость можно рассчитать по эмпирической формуле:

$$C_0 = -28,94L^2 + 20,91L + 0,35 + D61,66L^{0,165},$$

где L – длина цилиндра; D – диаметр цилиндра.

После определения собственной емкости пассивного тела нужно провести ее корректировку в зависимости от предполагаемого расстояния при установки пассивного тела от линии электропередач, на которую будет устанавливаться датчик в соответствии с выражением:

$$C_0^* = kC_0,$$

где k – корректирующий коэффициент, зависящий от размеров и формы пассивного тела и его удалении от линии электропередач.

Величина корректирующего коэффициента в зависимости от удаления от линии электропередач для типовых пассивных тел приведены на рисунке 2 и рисунке 3.

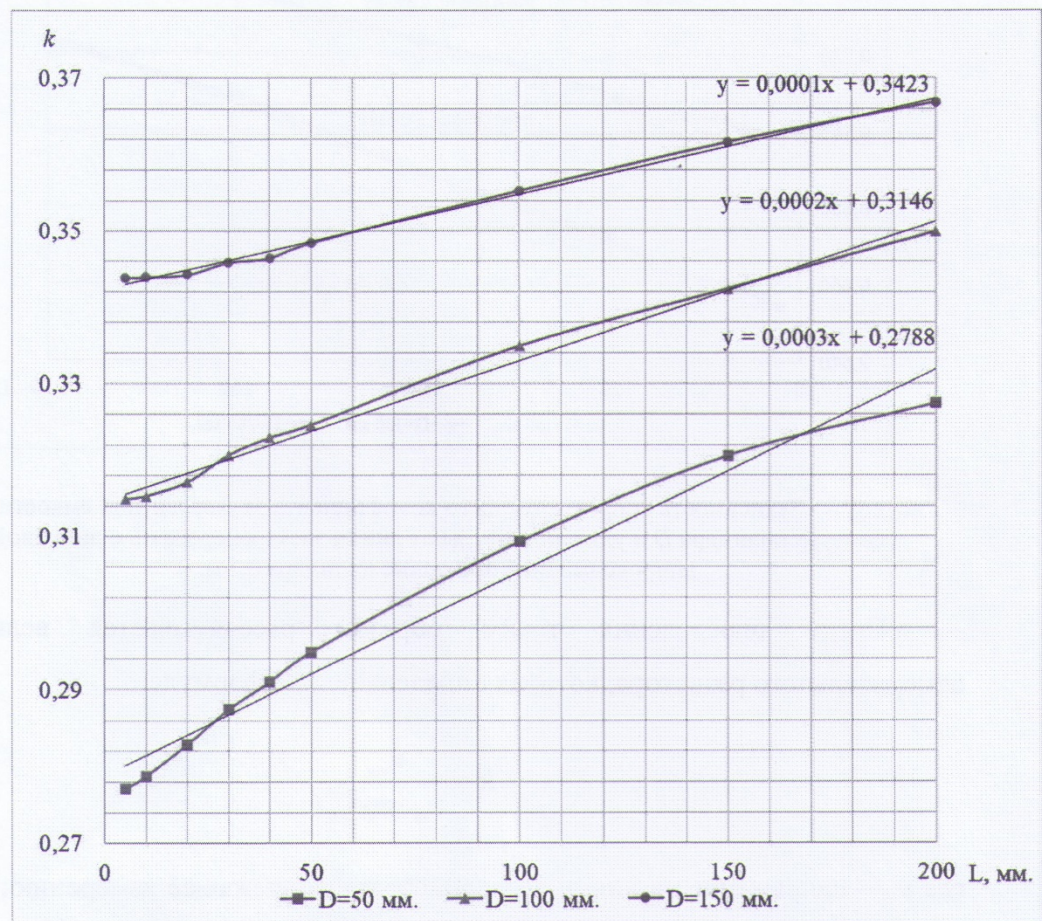


Рисунок 3 - Зависимость корректирующего коэффициента эквивалентной емкости от диаметра сферы D и удаления сферы от линии электропередач L с линейной аппроксимацией

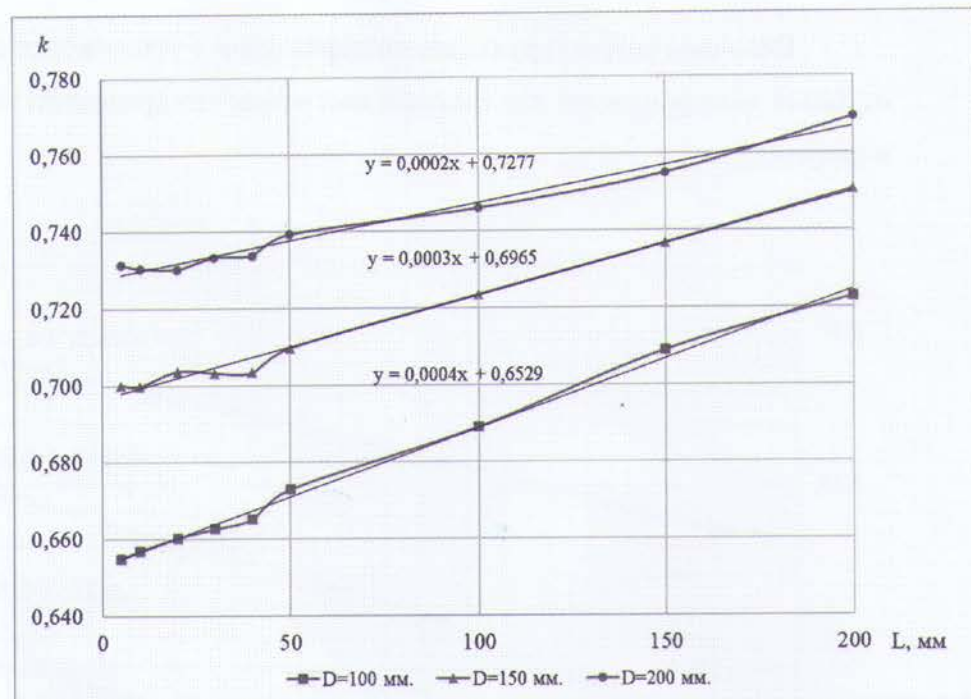


Рисунок 4 - Зависимость корректирующего коэффициента эквивалентной емкости от диаметра цилиндра D и удаления сферы от линии электропередач L с линейной аппроксимацией при длине цилиндра 0,1 м.

После определения таким образом рассчитывается величина измерительного резистора, которая определяется по формуле:

$$R = \frac{u_{out}}{u_{in} \cdot \omega \cdot C_0^*},$$

где u_{in} – напряжение на линии электропередач подлежащее измерению; u_{out} – напряжение на входе согласующего устройства, снимаемое с измерительного резистора; ω – угловая частота измеряемого напряжения.

При проектировании согласующего устройства нужно выбирать инструментальный усилитель с как можно большим входным сопротивлением, для того чтоб входные цепи не оказывали влияние на цепи измерительного органа.

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

СВИДЕТЕЛЬСТВО О ГОСУДАРСТВЕННОЙ РЕГИСТРАЦИИ
ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025696559

Программа обработки данных датчика напряжения на
базе системы гальванически связанных тел

Правообладатель: *Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
"Севастопольский государственный университет" (RU)*

Авторы: *Завьялов Валерий Михайлович (RU), Смокталь
Николай Николаевич (RU), Велиляев Амет-хан
Станиславович (RU)*



Заявка № 2025695752

Дата поступления 08 декабря 2025 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 18 декабря 2025 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 00a570e47fad08d531b4b8818e75f29506
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 04.07.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов