

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

**Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Кузбасский государственный технический
университет имени Т.Ф. Горбачева»**

На правах рукописи



ДУБКОВ Евгений Александрович

**ОБОСНОВАНИЕ ПРИМЕНИМОСТИ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОГО
ЗАРЯДА ДЛЯ ШАХТНОГО АККУМУЛЯТОРНОГО
ЭЛЕКТРОТРАНСПОРТА**

Специальность 2.4.2 Электротехнические комплексы и системы

Диссертация
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук,
доцент Завьялов В.М.

Севастополь – 2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОГО ЗАРЯДА АККУМУЛЯТОРОВ ДЛЯ ШАХТНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТРАНСПОРТА ..	10
1.1. Общие сведения о шахтном аккумуляторном электротранспорте и поиск направления его модернизации	10
1.2. Существующие варианты технических решений для системы беспроводного заряда	15
1.2.1. Принцип работы систем беспроводного заряда аккумуляторных батарей электротранспорта	15
1.2.2. Схемотехнические решения инвертора и выпрямителя	25
1.2.3. Топология индуктивно-емкостного контура.....	39
1.2.4. Геометрия и конструкция передающей и принимающей катушек.....	45
1.2.5. Варианты управления беспроводной передачей энергии.....	51
1.3. Риски применения систем беспроводного заряда	55
1.4. Цели и задачи исследования.....	58
2. ЗНАЧИМЫЕ ФАКТОРЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОГО ЗАРЯДА ДЛЯ РУДНИЧНОГО ЭЛЕКТРОТРАНСПОРТА...	62
2.1. Методология оценки опасности воспламенения пыле-газо-воздушной смеси.....	62
2.2. Обоснование критериев оценки технических решений	72
2.3. Анализ иерархии технических решений	83
2.4. Выводы по разделу	88
3. РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОГО ЗАРЯДА ДЛЯ ШАХТНОГО АККУМУЛЯТОРНОГО ЭЛЕКТРОВОЗА	90
3.1. Критерии эффективности системы беспроводного заряда	90
3.2. Параметрическая оптимизация на этапе проектирования	96
3.3. Проектирование беспроводной зарядной станции для конкретного рудничного электровоза.....	107
3.4. Выводы по разделу	110

4. АНАЛИЗ ВЗРЫВОБЕСОПАСНОСТИ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОГО ЗАРЯДА НА ПРМЕРЕ РУДНИЧНОГО ЭЛЕКТРОВОЗА А-5,5-600-У5	112
4.1. Динамическая модель системы беспроводного заряда	112
4.2. Конечноэлементная модель области электромагнитного взаимодействия	123
4.3. Оценка безопасности применения системы беспроводного заряда в условиях атмосферы опасной по газу и пыли	127
4.4. Экспериментальная оценка нагрева постороннего металлического предмета между катушками	134
4.5. Выводы по разделу	137
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	139
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	141
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	145
ПРИЛОЖЕНИЕ	177

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность и степень разработанности темы исследования

Важную роль в экономике РФ занимает горно-металлургическая отрасль. Существенная доля добычи полезных ископаемых при этом осуществляется подземным способом. При этом большую роль в технологическом процессе добычи полезных ископаемых занимают рудничные локомотивы, которые обеспечивают доставку полезного ископаемого, оборудования и материалов в горных выработках. В качестве приводных механизмов рудничных локомотивов, как правило, используются либо дизельные двигатели, либо электрический привод. Существенным недостатком дизельных локомотивов является наличие выхлопных газов, что накладывает дополнительные требования для проветривания горных выработок.

Локомотивы, приводимые в движение электрическим приводом как, правило в качестве источника энергии используют тяговые аккумуляторные батареи. Это позволяет использовать такие локомотивы в том числе в угольных шахтах опасных по взрыву газа и пыли, поместив все силовое оборудование во взрывобезопасную оболочку. Недостатком таких локомотивов является то, что для зарядки тяговых аккумуляторов электровоз нужно вывести из технологического процесса перевозки грузов и доставить в специальное проветриваемое помещение, где осуществляется заряд тяговых аккумуляторов. Для выполнения процедуры заряда необходимо снять АКБ с электровоза, а после зарядки установить его на место. Из-за наличия взрывобезопасной оболочки отсека аккумуляторных батарей, процедура замены аккумуляторов является времязатратной. Помимо этого, данная технология подразумевает наличие комплектации аккумуляторных батарей как минимум в два раза больше количества локомотивов, что негативно отражается на капитальных затратах.

Избавиться от указанного недостатка можно путем применения системы беспроводной передачи энергии применительно к заряду аккумуляторных батарей шахтного электровоза. Это позволит осуществлять заряд тяговых аккумуляторов непосредственно на борту локомотива, оснастив зарядными станциями площадки

в зоне технологического процесса локомотива, например, в зоне разгрузки, или специально оборудованных тупиках.

Беспроводные зарядные станции последние годы стремительно развиваются применительно к электротранспорту. Основное направление исследований направлена на поиск топологий резонансного контура, динамической зарядки, оптимизации параметров силового канала передачи энергии. Этими вопросами занимаются как отечественные, так и зарубежные ученые - Горбунов Р.Л., Завьялов В.М., Поляков Н.А., Семькина И.Ю., Vilathgamuwa D.M., Wang, W., Wu, H., Kim, H., Krestovnikov, K., Zhang, Z., Patil, D., Haque, M. S., Huynh, P. S. и другие.

Однако все рассматриваемые вопросы относятся к общепромышленному исполнению, а вопрос безопасности использования таких устройств во взрывоопасной среде должным образом не исследован, что определяет актуальность исследований, представленных в данной диссертации.

Цель работы – получить научное обоснование возможности применения систем беспроводного заряда аккумуляторов для шахтного электротранспорта, работающего в условиях предприятий подземной добычи полезных ископаемых опасных по газу и пыли.

Идея работы заключается в определении для рассматриваемых условий наилучшей топологии и конструкции системы беспроводного заряда аккумуляторов и создании для нее комплексной модели, позволяющей получить обоснование допустимых параметров и режимов работы систем беспроводного заряда аккумуляторов в условиях предприятий подземной добычи полезных ископаемых опасных по газу и пыли с позиций технической и электромагнитной совместимости, а также безопасности.

Задачи исследований

1. Определить критерии оценки технических решений системы беспроводного заряда аккумуляторов с позиции применимости для шахтного аккумуляторного электротранспорта.

2. Выполнить оценку существующих технических решений системы беспроводного заряда аккумуляторов с использованием научных методов системного анализа.

3. Определить подходы к проектированию системы беспроводного заряда аккумуляторов на базе полученных лучших технических решений, обеспечивающие минимизацию факторов, влияющих на риски воспламенения пыле-газовоздушной смеси при использовании системы беспроводного заряда аккумуляторов.

4. Разработать систему беспроводного заряда для конкретного шахтного аккумуляторного электровоза.

5. Разработать комплексную модель системы беспроводного заряда аккумуляторов, объединяющую динамическую математическую модель в пространстве состояний на базе эквивалентных схем замещения и конечноэлементную модель в трехмерной постановке.

6. Провести лабораторные исследования электромагнитных и тепловых полей опытного образца системы беспроводного заряда аккумуляторов, и установить степень адекватности разработанной комплексной модели.

7. Обосновать допустимые с позиции безопасности в условиях предприятий подземной добычи полезных ископаемых опасных по газу и пыли параметры и режимы работы систем беспроводного заряда аккумуляторных батарей или показать, что применение таких систем в рассматриваемых условиях невозможно.

Научная новизна работы заключается в следующем

1. Впервые предложен набор критериев, позволяющих обосновать конструктивное и схемотехническое решение для системы беспроводного заряда шахтного электротранспорта.

2. Впервые получены зависимости, позволяющая для конкретных габаритных размеров металлического тела определить граничное амплитудное значение индукции магнитного поля, находясь ниже которого температура поверхности данного металлического предмета за счет индукционного нагрева гарантированно

не поднимется выше предписываемой стандартом максимальной температуры поверхности оборудования.

3. Предложен алгоритм оптимизации параметров системы беспроводного заряда на этапе проектирования, отличающийся от известного обеспечения максимальной энергоэффективности при ограничениях по величине передаваемой мощности и максимальному превышению напряжения на конденсаторах резонансного контура при фиксированном входном напряжении.

Теоретическая значимость работы заключается в разработке алгоритма оптимизации параметров резонансного контура системы беспроводной передачи энергии, в получении зависимостей, позволяющих определять граничные значения индукции магнитного поля, гарантирующее безопасную работу системы беспроводной передачи энергии во взрывоопасной атмосфере.

Практическая значимость работы заключается в разработке методики поиска наилучшего технического решения беспроводной зарядной станции для эксплуатации в условиях атмосферы опасной по газу и пыли, в разработке зависимостей, лежащих в основу оценки безопасности применения беспроводной зарядной станции на стадии проектирования. Практическая значимость подтверждается рекомендацией к практическому внедрению результатов работы компании ООО «НПФ Мехатроника-Про».

Методология и методы исследования. В процессе выполнения работы использовались методы компьютерного моделирования, теории электромагнитного поля, теории тепломассопереноса, методы теории автоматического управления, методы планирования и проведения эксперимента.

Положения, выносимые на защиту

1. Наилучшим решением для системы беспроводного заряда рудничного электровоза является следующая совокупность схмотехнических и конструктивных решений: двухуровневый высокочастотный инвертор в режиме источника напряжения; пассивный выпрямитель; последовательная топология индуктивно-емкостного контура; прямоугольное конструктивное исполнение приемной и передающей катушек.

2. При оптимизации системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза по принципу максимальной энергоэффективности с учетом ограничений по величине передаваемой мощности и максимальному превышению напряжения на конденсаторах резонансного контура, единственной независимой переменной величиной для заданной геометрии и выбранных материалов обмоток катушек является число витков.

3. Система беспроводного заряда для рудничного электровоза, работающая в условиях предприятия подземной добычи полезных ископаемых опасных по взрыву газа и пыли, технически реализуема и существуют такие конструктивные исполнения и режимы ее работы, при которых обеспечиваются условия взрывобезопасности.

Обоснованность и достоверность научных положений, выводов и рекомендаций подтверждается корректным применением математических методов и моделей, адекватность которых реальным процессам подтверждена результатами теоретических и экспериментальных исследований; удовлетворительной сходимостью результатов, полученных теоретически и экспериментально при проведении лабораторных испытаний; применением современного оборудования; сходимостью теоретически полученных результатов и результатов компьютерного моделирования с результатами полученными экспериментально.

Реализация выводов и рекомендаций работы

Анализ технических решений систем беспроводной передачи энергии (глава 1), методология оценки опасности воспламенения пыле-газо-воздушной смеси, обоснование критериев и анализ иерархии технических решений (глава 2), конечноэлементная модель области электромагнитного взаимодействия, оценка безопасности применения системы беспроводного заряда и экспериментальная оценка постороннего металлического предмета выполнены при поддержке государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (№ 075-03-2021-138/3), параметрическая оптимизация резонансного контура (глава 3) и динамическая модель и ее экспериментальная проверка (глава 4) выполнены при поддержке внутреннего гранта СевГУ, № 34/06-31.

Полученные теоретические и практические результаты работы используются в учебном процессе ФГАОУ ВО «СевГУ» для подготовки бакалавров и магистров по направлению «Электроэнергетика и электротехника» и рекомендованы к использованию в работе в «НПФ Мехатроника-Про» (г. Томск).

Апробация работы

Основное содержание работы, ее отдельные положения и результаты докладывались и получили одобрение на следующих конференциях:

II Всероссийская научно-техническая конференция «Состояние и перспективы развития современной науки» (г. Анапа, 2020 г), Международная научно-практическая конференция «Экологическая, промышленная и энергетическая безопасность – 2021» (г. Севастополь, 2021 г), The 10th Anniversary Russian-Chinese Symposium “Clean Coal Technologies: Mining, Processing, Safety, and Ecology” (г. Кемерово, 2021 г.), VIII Международная научно-практическая конференция «Перспективы инновационного развития угольных регионов России» (г. Прокопьевск, 2022 г), Международная научно-практическая конференция «Перспективные технологии и материалы» (г. Севастополь, 2022 г) Международная научно-практическая конференция «Перспективные технологии и материалы» (г. Севастополь, 2022).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 11 печатных работ, из которых 3 публикации в изданиях, рекомендованных ВАК, 2 публикации в изданиях, индексируемых Scopus, Web of Science.

Личный вклад автора заключается в получении результатов, составляющих основу диссертации. Непосредственно были разработаны и реализованы алгоритмы, описанные в работе. Создание лабораторных установок для исследования системы беспроводной передачи энергии для заряда аккумуляторных батарей шахтного электровоза, построение компьютерных моделей, приведенных в работе.

Объем работы. Диссертация состоит из введения, 4 разделов, заключения, приложений и содержит 177 страницы текста, 65 рисунков, 10 таблиц и список литературы из 250 наименований.

1. ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОГО ЗАРЯДА АККУМУЛЯТОРОВ ДЛЯ ШАХТНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТРАНСПОРТА

1.1. Общие сведения о шахтном аккумуляторном электротранспорте и поиск направления его модернизации

Подземная добыча полезных ископаемых является одним из приоритетных направлений промышленности [1]. Значительная доля предприятий подземной добычи, в первую очередь подземной угледобычи, относится к категории опасных по газу и пыли, что накладывает на применяемое в технологических процессах оборудование жесткие требования по обеспечению взрывобезопасности. При этом направление развития добывающей отрасли в целом предполагает непрерывное повышение уровня добычи и производительности труда [2], что лишь усиливает уровень опасности ведения технологического процесса. Для обеспечения безопасности в таких условиях требуется разработка и внедрение на предприятиях подземной добычи полезных ископаемых современных инновационных технологий и оборудования.

Учитывая высокую энерговооруженность таких предприятий, а также мобильный характер работы значимой части оборудования [3], важной его компонентой являются аккумуляторные накопители энергии, которые применяются не только в приборах освещения и оборудовании шахтной автоматики, но и в оборудовании систем транспорта [4], таких как шахтные электровозы, погрузочно-доставочные машины и т.п., емкость аккумуляторных батарей которых может составлять десятки киловатт-часов.

Так, например, одним из распространенных типов транспорта полезных ископаемых является электровозная откатка, которая применяется на угольных, рудных и даже нефтяных и алмазных шахтах России, особенно для искривленных в плане выработок со сложной геометрией пластов, где применение конвейеров затруднительно. Дополнительным преимуществом этого вида транспорта, особенно по сравнению с применяемыми иногда на ряде предприятий дизельными машинами, является его экологичность [4].

При относительно невысоких объемах откатки или невысокой дальности транспортировки использование аккумуляторных электровозов является экономически и технологически более целесообразным, чем использование контактных электровозов [5]. В то же время основные параметры контактных электровозов выше, чем у аккумуляторных. Так, скорость движения аккумуляторных электровозов составляет 6-8 км/ч против 8-13 км/ч у контактных, удельные тяговые усилия на 30-46 % ниже, удельная мощность ниже в 2-3 раза, а эксплуатационные расходы выше. Тем не менее, аккумуляторные электровозы составляют до 80 % от всех применяемых типов шахтной электровозной откатки [6]. Внешний вид такого электровоза показан на рисунке 1.1. на примере рудничного электровоза марки А-5,5-600-У5.

Электрооборудование шахтных аккумуляторных электровозов в соответствии с правилами безопасности [7] имеет рудничное взрывобезопасное исполнение (РВ) или исполнение "повышенная надежность против взрыва" (РП) если электровоз не используется в откаточных горных выработках шахт, опасных по газу и пыли.

Источником энергии являются щелочные железоникелевые, никель-кадмиевые и кислотные тяговые аккумуляторы, однако аккумуляторы кислотного типа наиболее распространены. Аккумуляторные батареи, как правило, состоят из соединенных последовательно отдельных низковольтных модулей, обеспечивая в зависимости от числа модулей напряжение от 120 до 144 В и номинальную емкость от 385 до 640 А·ч.

В состав электрооборудования шахтных аккумуляторных электровозов помимо аккумуляторных батарей входят тяговые двигатели переменного тока, пусковые и тормозные сопротивления (при наличии), аппаратура управления включая силовые полупроводниковые преобразователи и фильтры, осветительные приборы и защитная аппаратура силовых цепей.



Рисунок 1.1 - Рудничный электровоз А-5,5-600-У5

Используются тяговые двигатели, как правило, асинхронного типа, однако рудничный электровоз А-5,5-600-У5 оборудован синхронным двигателем с постоянными магнитами [8]. Полупроводниковые преобразователи могут быть как тиристорными, так и транзисторными и построены по групповому или индивидуальному принципу. Вариант с использованием индивидуального транзисторного преобразователя для каждого тягового двигателя показан на рисунке 1.2 и является наиболее эффективным с точки зрения обеспечения равномерности нагрузки и управляемости, однако технологически более сложен.

Аккумуляторный рудничный электротранспорт, в том числе электровозная откатка требует специальной зарядной инфраструктуры, которая отличается от зарядной инфраструктуры наземного электротранспорта. В соответствии с требованиями безопасности, во взрывоопасной зоне запрещено отключение аккумуляторных батарей, в том числе для их зарядки, а зарядка отсоединенных аккумуляторных батарей выполняется на поверхности в специально оборудованном помещении.

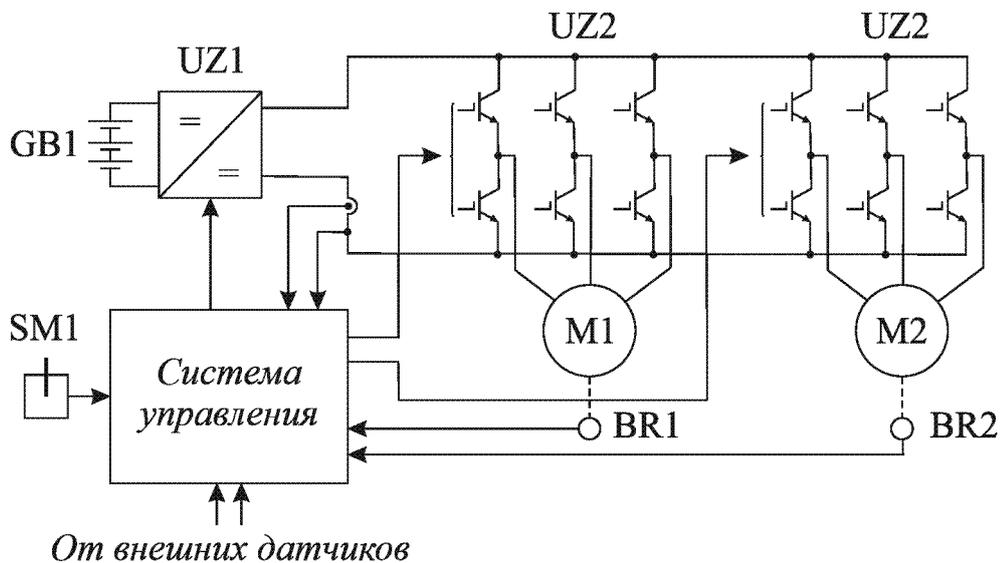


Рисунок 1.2 - Функциональная схема электрооборудования шахтных аккумуляторных электровозов с индивидуальными транзисторными преобразователями

Таким образом технологическая операция зарядки аккумуляторов для систем шахтного транспорта в силу требований безопасности существенно усложняет его эксплуатацию сравнительно с наземным электрическим транспортом аналогичной мощности и со схожим режимом движения [9], чем объясняются более высокие эксплуатационные затраты, в том числе и в сравнении с контактными шахтными электровозами.

В то же время, поскольку стандартами, регламентирующими взрывозащищенное электрооборудование, допускается питать аккумуляторы рудничных электровозов от контактного провода с помощью питающего устройства, работа аккумуляторов в режиме заряда во взрывоопасной зоне при условии отсутствия электрических коммутаций в цепях аккумулятора и нагрузки в принципе не опасна [10, 241]. Это обстоятельство позволяет рассмотреть возможность применения для шахтного электротранспорта, предназначенного для предприятий подземной добычи полезных ископаемых опасных по газу и пыли, систем заряда аккумуляторов, заведомо не требующих организации проводного соединения с питающей сетью, а значит не требующих отключения аккумуляторов для их зарядки, а именно – систем беспроводного заряда аккумуляторов [11-14].

Следует отметить, что предложение использовать систему беспроводной передачи энергии для шахтного электротранспорта впервые было выдвинуто еще в 1995 году в работе [15], мощность таких систем достигает мегаватта [16], а в [6] отмечается, что подобные системы находят практическое применение в том числе в России. Структура предложенной в [15] системы беспроводной передачи энергии показана на рисунке 1.3. Она предназначена для питания электроприводов электровозов мощностью 100 кВт и напряжением приемной части 600 В, а высокочастотная передающая часть работает на частоте 2 кГц. Система предполагает беспроводную передачу энергии для непосредственного питания тяговых двигателей, по этой причине использовать ее для беспроводного заряда аккумуляторных батарей электровоза невозможно.

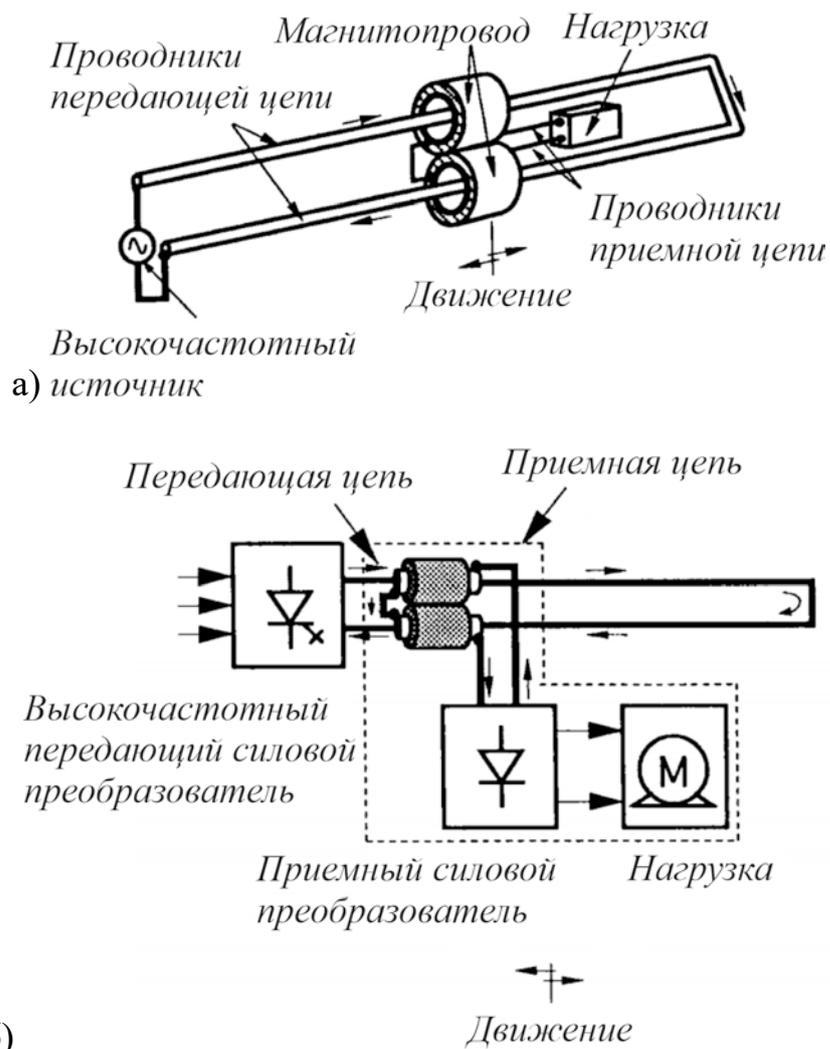


Рисунок 1.3 - Система беспроводной передачи энергии для шахтного электротранспорта: а) принцип действия; б) структурная схема

Системы беспроводного заряда мощных аккумуляторных накопителей энергии для наземного электрического транспорта за рубежом в определенной степени проработаны, в частности разработаны практические рекомендации для беспроводного заряда электромобилей [17], которые определяют допустимые критерии технической и электромагнитной совместимости, ЭДС, минимальной производительности, безопасности и испытаний для беспроводного заряда мобильных устройств мощностью от 3,6 до 150 кВт. В то же время применимость данных рекомендаций, особенно в части электромагнитной совместимости и безопасности, для предприятий подземной добычи полезных ископаемых опасных по газу и пыли сомнительна в силу существенных отличий условий эксплуатации.

В настоящее время существует широкий спектр технических решений для отдельных узлов систем беспроводного заряда аккумуляторных батарей. Исходя из этого целесообразно проанализировать какие технические решения наиболее полно отвечают условиям эксплуатации систем беспроводного заряда шахтного электротранспорта, работающих на предприятиях опасных по газу и пыли, а также определить граничные режимы функционирования, при которых работа системы беспроводного заряда не спровоцирует воспламенения и взрыва пыле-газовоздушной смеси в составе шахтной атмосферы.

1.2. Существующие варианты технических решений для системы беспроводного заряда

1.2.1. Принцип работы систем беспроводного заряда аккумуляторных батарей электротранспорта

Методы беспроводной передачи энергии, применяемые для беспроводного заряда аккумуляторных батарей электромобилей, имеют в качестве основы физические принципы индуктивной связи и магнитно-резонансной связи в воздушном трансформаторе [18, 19]. Эти технологии применяются для передачи энергии на небольшие расстояния (порядка десяти сантиметров), а частотный диапазон их работы составляет от килогерц до мегагерц. При этом принцип магнитно-резонансной связи подходит для систем беспроводного заряда низкой и средней

мощности, а принцип индуктивной связи наиболее подходит для высоковольтных систем, поскольку не требует обеспечения резонансного режима. На практике для систем беспроводного заряда используют также емкостный принцип, системы вращающихся магнитов, лазерные, микроволновые и радиоволновые системы и ряд других вариантов, однако они используются не для электромобилей, а, например, для биологических подкожных имплантов, дронов и еще целого спектра технических устройств [19, 20].

Типовой вариант беспроводной зарядной станции [12] предполагает размещение электромобиля для заряда аккумуляторных батарей на зарядной площадке (рисунок 1.4а) и включает в себя резонансную систему, основу которой составляет индуктивно-емкостный контур с воздушным трансформатором, где передающая катушка, питаемая высокочастотным переменным током, генерирует магнитное поле, благодаря которому посредством индуктивной связи между передающей и приемной катушками в приемной катушке наводится напряжение, подаваемое на нагрузку, тем самым реализуя беспроводную передачу энергии (рисунок 1.4б). Резонансный режим работы обеспечивается высокочастотным инвертором, а аккумуляторные батареи заряжаются от силового преобразователя постоянного тока.

Рассмотренная зарядная станция относится к типу статических и требует, чтобы электромобиль в процессе заряда был неподвижен. Для личного транспорта такая зарядная станция может быть размещена в гаражах или парковочных помещениях, а для общественного и технологического транспорта – в пунктах остановки на маршруте, предназначенных, например, для погрузки и разгрузки, а также в пунктах ожидания на концах маршрута.

Помимо статических, существуют также динамические зарядные станции, предполагающие заряд аккумуляторных батарей электромобиля в процессе его движения. Техническая реализация таких зарядных станций предполагает размещение в дорожном полотне одной распределенной в пространстве передающей катушки или массива передающих катушек, питающихся от сегментированных источников. Динамические зарядные станции требуют более высоких затрат, но

позволяют оборудовать электромобиль аккумуляторными батареями меньшей емкости. Учитывая поставленный в данной работе вопрос о применении беспроводной зарядной станции для шахтного аккумуляторного электротранспорта, где затраты на организацию инфраструктуры динамического заряда заведомо выше, чем затраты на контактную питающую сеть для контактных электровозов, данный тип зарядных станций не рассматривается.

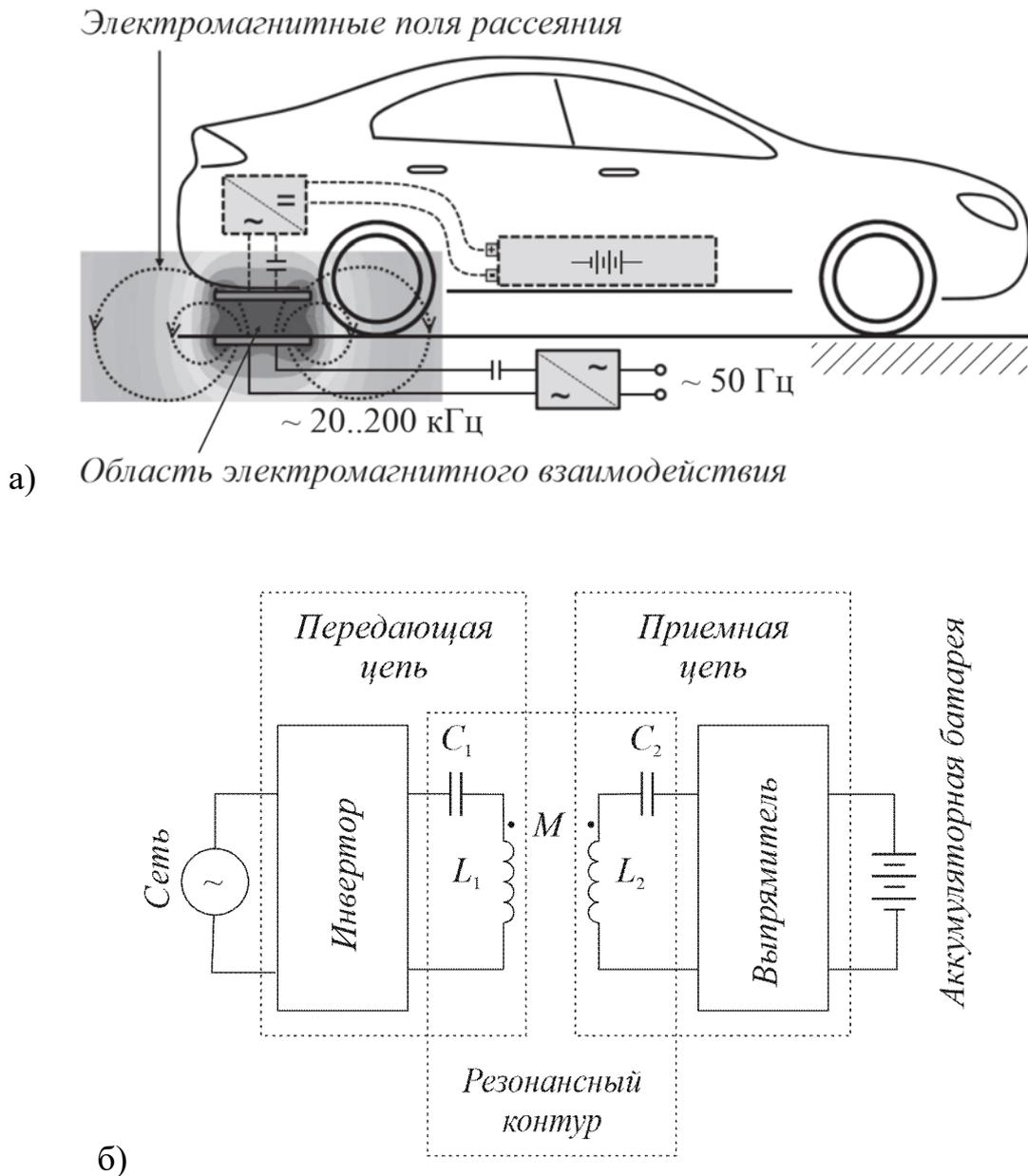


Рисунок 1.4. Типовой вариант беспроводной зарядной станции:

а) организационный принцип; б) структура

Системы беспроводного заряда могут различаться направлением передачи энергии [21, 22]. Однонаправленные системы предполагают только потребление энергии из сети для заряда аккумуляторной батареи, тогда как двунаправленные системы допускают также при работе в определенных режимах передачу энергии от аккумуляторной батареи в сеть. Двунаправленные системы более сложны, имеют меньший КПД и более интенсивно изнашивают аккумуляторную батарею, однако обеспечивают более высокую энергетическую эффективность электромобиля в целом. В данной работе предполагается рассматривать только однонаправленные системы.

Для дальнейшего анализа возможных технических решений отдельных узлов систем беспроводного заряда аккумуляторных батарей целесообразно рассмотреть существующие проекты систем беспроводного заряда средней и высокой мощности.

Например, в [23] описана система беспроводного заряда для электробусов на мощность 50 кВт (рисунок 1.5). В ней переменное напряжение из трехфазной сети 470 В сначала выпрямляется, после чего с помощью резонансного инвертора преобразуется в пульсирующее высокочастотное напряжение (23,4 кГц). В области электромагнитного взаимодействия энергия передающей катушки поступает на приемную катушку. Полученное высокочастотное напряжение вновь выпрямляется, а затем проходит через преобразователь постоянного тока, обеспечивающий профиль изменения напряжения, требуемый системой управления зарядом аккумуляторной батареи. Все силовые преобразователи оснащены системой жидкостного охлаждения.

Система беспроводного заряда предназначена для литий-ионных аккумуляторов и предусматривает заряд в режиме постоянного тока и в режиме постоянного напряжения. Поскольку электробус большую часть времени находится в движении и не подключен к системе беспроводного заряда, выравнивание напряжения на аккумуляторной батарее производится с использованием предварительного заряда.

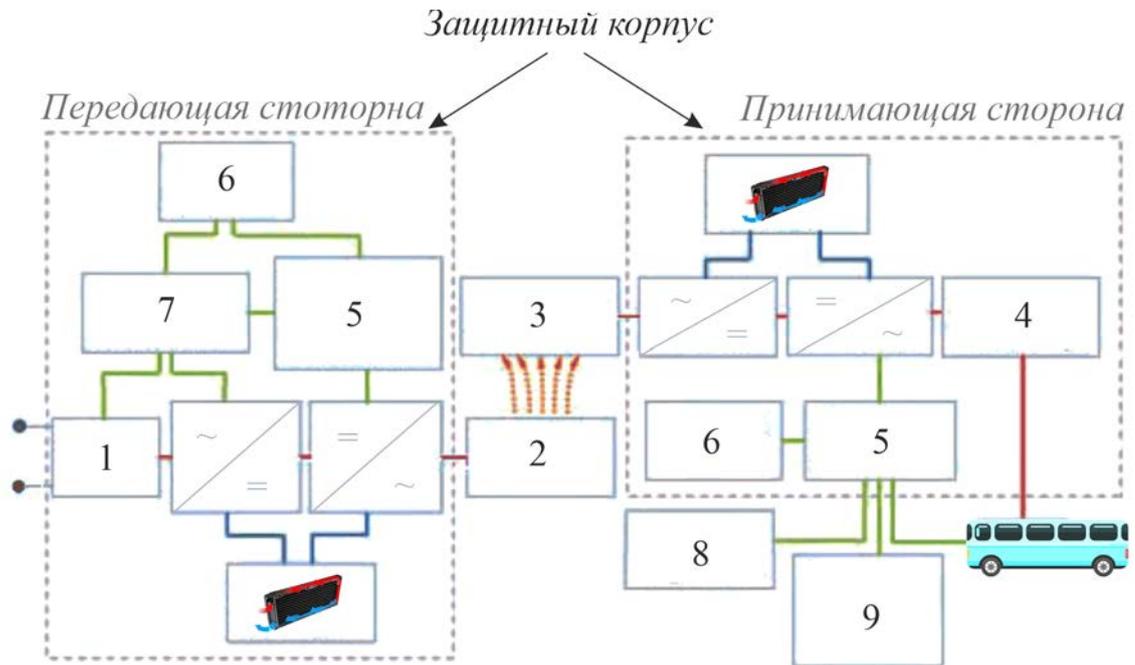


Рисунок 1.5 - Архитектура системы: 1 – панель подключения к сети; 2 – передающая катушка; 3 – приемная катушка; 4 – фильтр электромагнитного излучения и предварительный заряд; 5 – управление силовой электроникой; 6 – беспроводная связь; 7 – контроллер верхнего уровня; 8 – управление позиционированием; 9 – обнаружение посторонних объектов

Управление силовыми электрическими преобразователями осуществляется в замкнутом цикле с использованием цифровых контроллеров и беспроводной связи с малой задержкой. Регулирование передаваемой мощности реализовано как на передающей, так и на принимающей стороне, чтобы обеспечить устойчивость при отклонении магнитно-резонансной связи от номинального режима, например, в случае изменения расстояния между катушками при различном весе пассажиров электробуса.

Данная система беспроводного заряда обеспечивает также управление позиционированием электробуса, предусматривающее трехуровневую блокировку для парковки строго на зарядной площадке. В случае, если на зарядной площадке окажется металлический мусор, нагревающийся под воздействием высокочастотного поля, инфракрасная технология обнаружения определит его наличие, а при

нагреве выше $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ система беспроводного заряда автоматически отключится, а водитель получит предупреждение.

Безопасность пассажиров обеспечивается допустимым уровнем электромагнитного излучения. Рабочая частота $23,4\text{ кГц}$ используется с учетом стандарта безопасности, регламентирующего электромагнитную совместимость для имплантируемых кардиостимуляторов, а электромагнитная индукция на высоте 1050 мм не превышает $3,6\text{ мкТл}$. Электрооборудование данной системы беспроводного заряда размещено в корпусе или шкафу для соответствия условиям окружающей среды и температуры наружного воздуха, в том числе в зимний период.

Другим примером является система беспроводного заряда для электромобиля на мощность 25 кВт [24]. Архитектура силовой части данной системы схожа с показанной в [23], однако отличается предложенными схемотехническими решениями. Принципиальная электрическая схема силовых цепей показана на рисунке 1.6. Здесь напряжение из трехфазной сети переменного тока выпрямляется силовым повышающим преобразователем, выполняющим одновременно функцию коррекции коэффициента мощности системы. Далее, напряжение со звена постоянного тока подается на многофазный резонансный преобразователь, включающий в свой состав трехфазный высокочастотный инвертор, трехфазный разделенный трансформатор, резонансный контур с передающей и приёмной катушками, а также последовательной топологией компенсационных цепей, автотрансформатор согласования полных сопротивлений и мостовой диодный выпрямитель на выходе, от которого запитывается аккумуляторная батарея. Управление силовыми преобразователями осуществляется по гибриднему принципу, сочетающему частотное управление и фазовую модуляцию.

В работе [25] предложено другое схемотехническое решение для резонансного преобразователя системы беспроводного заряда на мощность 100 кВт , показанное на рисунке 1.7. В его состав так же, как и в рассмотренном выше примере, входит трехфазный высокочастотный инвертор, при этом резонансный контур и мостовой выпрямитель тоже являются трехфазными.

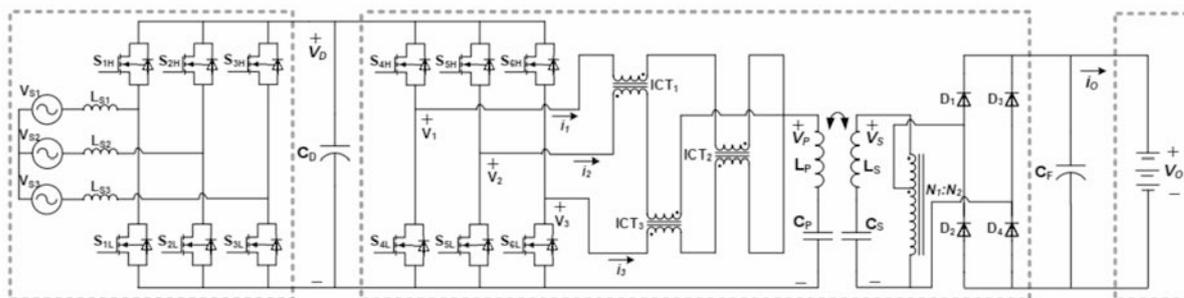


Рисунок 1.6 - Принципиальная электрическая схема силовых цепей

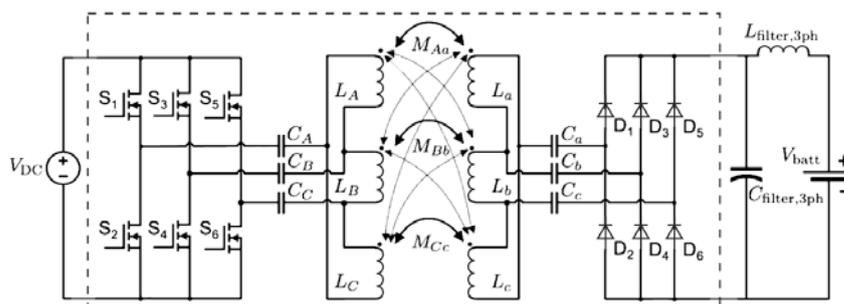


Рисунок 1.7 - Принципиальная электрическая схема резонансного преобразователя

В качестве силовых ключей в инверторе используются карбидкремниевые транзисторы, а для управления в резонансном режиме применяется стратегия коммутации при нулевом токе.

Резонансный контур состоит из трех симметричных обмоток с частичным наложением фаз (рисунок 1.8), что обеспечивает снижение магнитной связи между фазными обмотками. Топология компенсационных цепей организована по принципу $Y\Delta$, где компенсационные конденсаторы соединены звездой, а обмотки фаз приемной и передающей катушек – треугольником. За счет трехфазного исполнения данная система беспроводного заряда обеспечивает большую передаваемую мощность, а значит большую возможную скорость заряда, и меньшие тепловые потери в сравнении с однофазными аналогами, что позволяет отказаться от принудительного охлаждения и снизить габариты системы.

Увеличение передаваемой мощности может достигаться и при однофазной реализации резонансного контура путем применения многоканальной системы беспроводного заряда, например, как это сделано в [26].

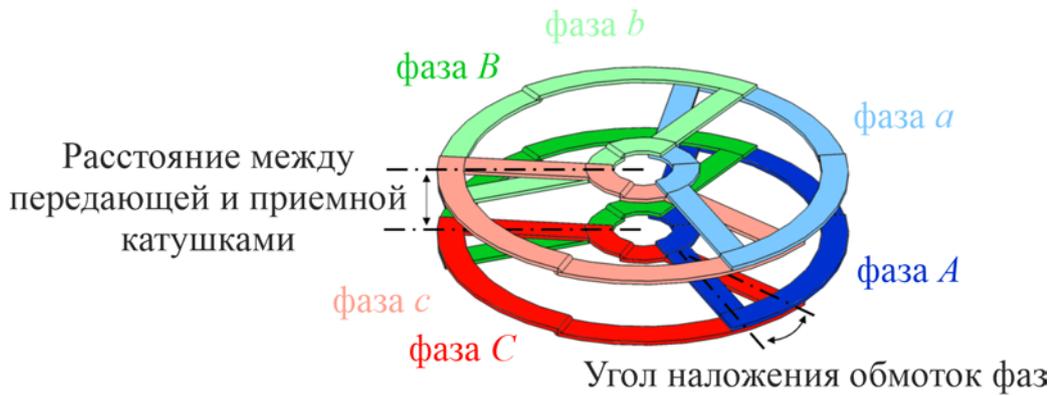


Рисунок 1.8 - Конструкция передающей и приемной катушек

Здесь для организации системы беспроводного заряда мощностью 50 кВт предложено использовать четыре однофазных канала, каждый из которых содержит управляемый выпрямитель, выполняющий также функцию коррекции коэффициента мощности, высокочастотный инвертор, резонансный контур с последовательной LC топологией компенсационных цепей и мостовой диодный выпрямитель на выходе (рисунок 1.9).

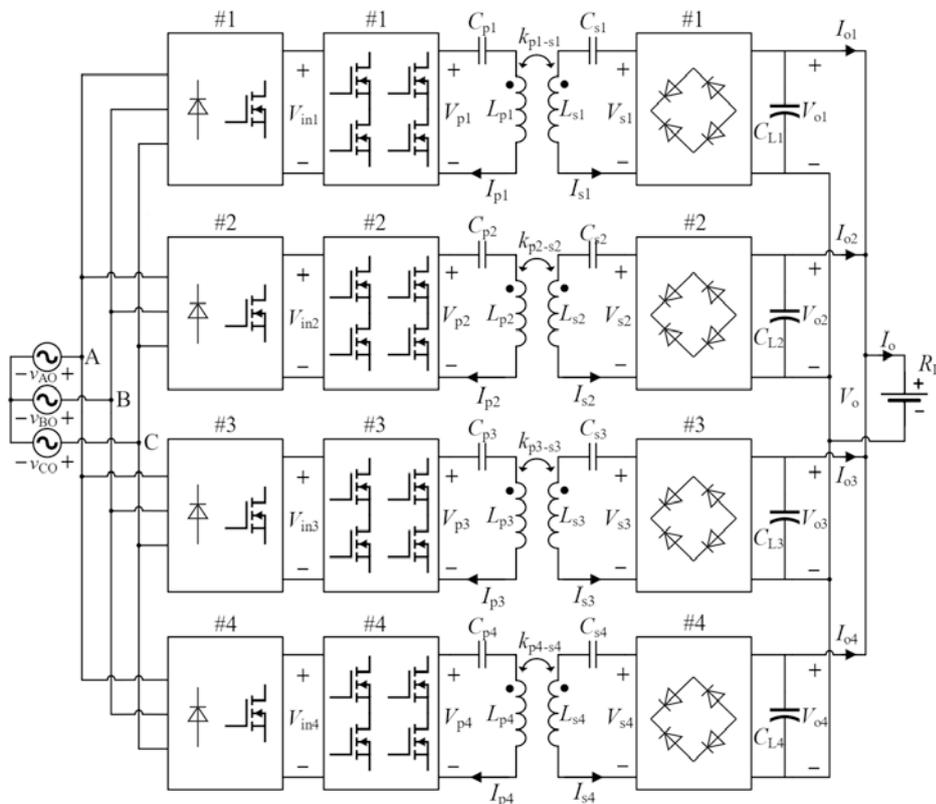


Рисунок 1.9 - Функциональная электрическая схема силовых цепей

Отдельный интерес в данной разработке представляет конструктивная реализация катушек резонансного контура. Так, в каждом из каналов приемная и передающая катушки выполнены из двух поляризованных обмоток, размещенных на алюминиевом сердечнике (рисунок 1.10а), а все передающие и все приемные катушки путем ортогонального размещения объединены в модули, как это показано на рисунке 1.10б на примере модуля передающих катушек. Поляризованные обмотки создают магнитное поле, распределенное вдоль геометрической оси катушки, а такое размещение катушек обеспечивает наименьшую перекрестную магнитную связь между отдельными обмотками.

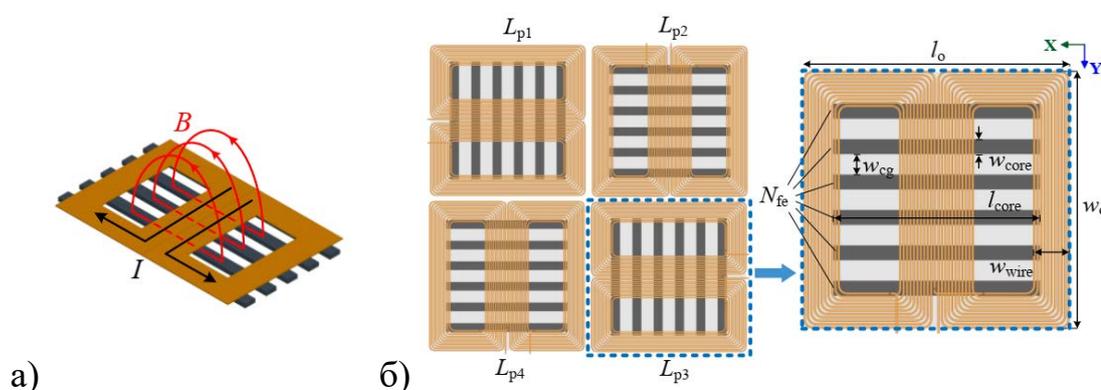


Рисунок 1.10 - Катушки резонансного контура: а) структура обмоток катушки одного канала; б) объединение катушек в модуль

Для сравнительного анализа в таблице 1.1 приведены основные технические характеристики рассмотренных систем беспроводного заряда, а также ряда других систем беспроводного заряда в широком диапазоне мощностей.

Таблица 1.1

Основные технические характеристики
существующих систем беспроводного заряда

Источник	Мощность системы, кВт	Расстояние между передающей и приемной катушками, мм	КПД*, %	Частота, кГц
[27]	0,1	от 230 до 700	от 40,5 до 69,2	140

Основные технические характеристики
существующих систем беспроводного заряда

Источник	Мощность системы, кВт	Расстояние между передающей и приемной катушками, мм	КПД*, %	Частота, кГц
[28]	0,2	от 50 до 70	80	от 80 до 100
[29]	0,22	135	86,27	от 75 до 225
[30]	0,8	от 100 до 160	96,8	40
[31]	1	от 30 до 300	98,4	20
[32]	1	200	83	18 и 54
[33]	1,2	250	**	48
[34]	1,5	150	93,5	80
[35]	2	от 100 до 150	86	42
[36]	3,3	150	88	85,8
[37]	3,3	от 55 до 165	89,64	85
[38]	3,5	120	97,3	85 и 105,5
[39]	3,6	160	85	40
[40]	4	80	96,6	от 30 до 300
[41]	5	от 175 до 265	90	20
[24]	25	210	91	85
[42]	44	105	**	85
[43, 44]	50	от 100 до 200	95,8	85
[23]	50	178	92	23,4
[26]	50	200	97	85
[25]	100	50	94,12	85

Основные технические характеристики
существующих систем беспроводного заряда

Источник	Мощность системы, кВт	Расстояние между передающей и приемной катушками, мм	КПД*, %	Частота, кГц
[45]	100	127	96,9	22

* – в разных источниках может отличаться рассматриваемый состав системы беспроводного заряда (только резонансный контур, резонансный контур и аккумуляторная батарея и т.д.), а также могут отличаться условия, при которых определялся КПД (значение в номинальных условиях, максимально возможное значение, расчетное значение и т.п.).

** – в источнике параметр не указан.

Анализ источников, приведенных в таблице 1.1, а также анализ обзорных статей [19, 20, 46-73] показывает, что эффективность системы беспроводного заряда существенно варьируется, а на ее величину влияют различные конструктивные и технические особенности. К ним относятся схемотехнические решения инвертора и выпрямителя, топология компенсационных цепей резонансного контура, дизайн передающей и приемной катушек, а также применяемая система управления силовыми преобразователями.

Классификация систем беспроводного заряда аккумуляторных батарей, обобщающая изложенную в данном разделе информацию, приведена на рисунке 1.11. Выделенные в ней признаки, относящиеся к конструктивным и техническим особенностям систем более детально рассмотрены в нижеследующих разделах.

1.2.2. Схемотехнические решения инвертора и выпрямителя

Как было показано выше (рисунок 1.4б), важную роль в работе систем беспроводного заряда играют силовые полупроводниковые преобразователи, к которым относятся высокочастотные инверторы, непосредственно определяющие ре-

жим работы резонансного контура, и выпрямители в цепи аккумуляторной батареи.



Рисунок 1.11 - Классификация систем беспроводного заряда для электротранспорта

Каждый из этих преобразователей имеет свою структуру, а также схемотехнические решения, при этом на практике существует множество различных вари-

антов для их реализации. Обобщенная классификация этих вариантов приведена на рисунке 1.12.

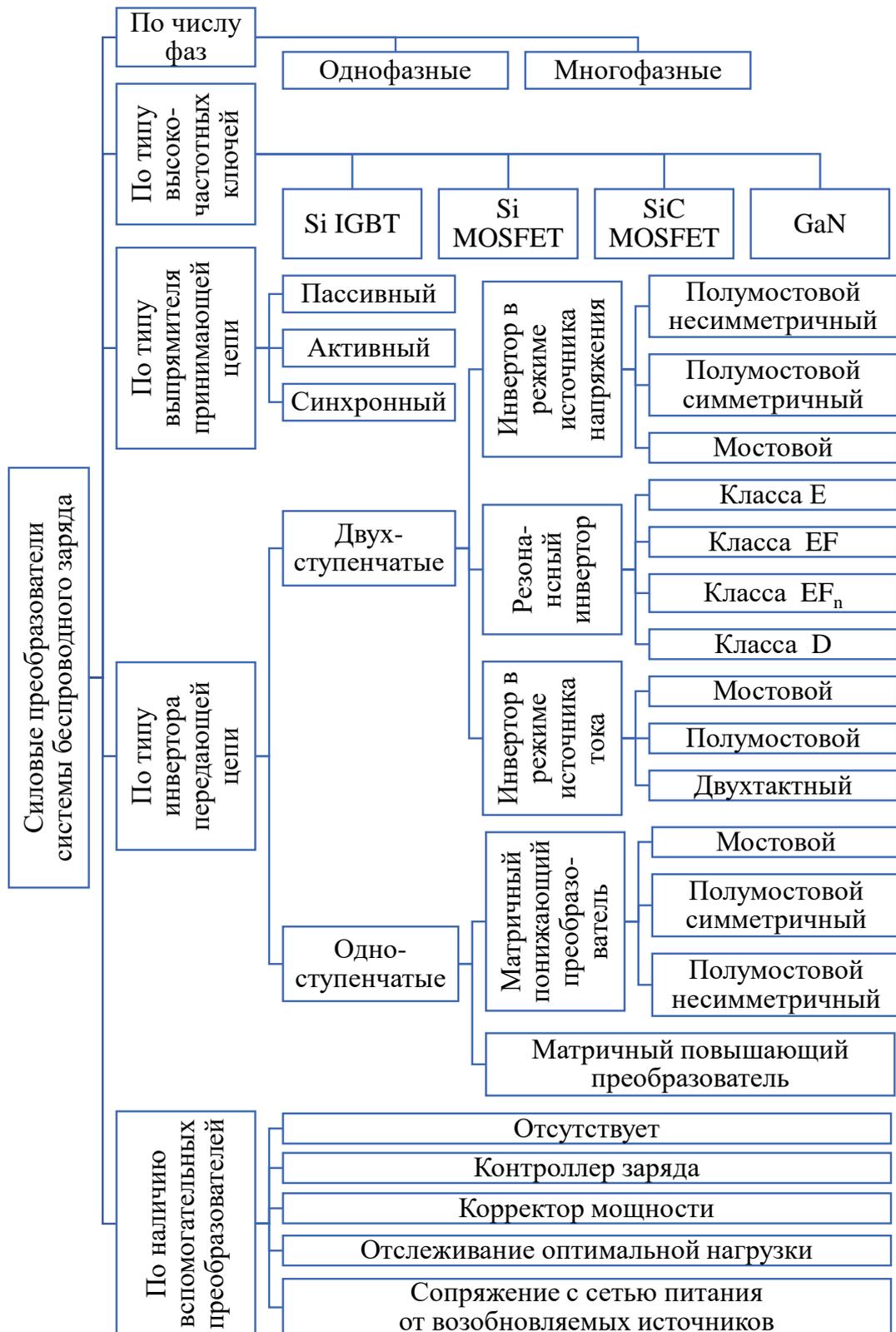


Рисунок 1.12 - Классификация силовых полупроводниковых преобразователей систем беспроводного заряда

Число фаз преобразователей зависит от числа фаз питающей сети и от числа фаз катушек резонансного контура. Например, многофазные преобразователи описаны в [74, 75]. Однако, поскольку однофазные схемотехнические решения имеют большее распространение, для анализа в данном разделе сосредоточимся именно на них.

Показатели качества работы силовых преобразователей систем беспроводного заряда часто ограничены свойствами некоторых своих компонентов [46], например, конденсаторов или других пассивных элементов, а также силовых полупроводниковых ключей, работающих с высокой частотой переключения.

Поскольку резонансный контур системы беспроводного заряда работает на высокой чистоте, магнитное поле передающей цепи при заданной магнитной индукции наводит высокое напряжение на пассивных элементах приемной цепи, пропорциональное этой частоте, а, следовательно, применяемые элементы должны сохранять работоспособность в условиях высоких напряжений. Это обстоятельство обуславливает необходимость специального подхода к выбору параметров силовых полупроводниковых преобразователей, в том числе решение оптимизационных задач.

Также работа на высокой частоте остро ставит вопрос коммутационных потерь. Как правило, мощные полупроводниковые ключи обеспечивают работоспособность при высоких токах и напряжениях, но имеют более высокие потери, чем высокочастотные ключи, рабочие ток и напряжение которых обычно ниже [46]. В качестве материала для мощных полупроводниковых ключей чаще всего используется кремний (на рисунке 1.12 обозначено Si от английского Silicon), а сами ключи выполнены по технологии IGBT (биполярный транзистор с изолированным затвором, от английского Insulated-Gate Bipolar Transistor) или MOSFET (полевой транзистор с изолированным затвором, от английского Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) [76, 77]. При этом в качестве альтернативы применяются полупроводниковые ключи из карбида кремния (SiC от английского Silicon-Carbide) [78-80], способные выдерживать более высокое напряжение и имеющие меньшую толщину полупроводникового слоя, что обеспечивает более

высокую скорость переключения, т.е. меньшие коммутационные потери, чем в кремниевых ключах. На рынке достаточно распространенными являются карбидокремниевые ключи, выполненные по технологии MOSFET [46, 81].

В случае, если мощность системы беспроводного заряда невелика, но рабочая частота находится в диапазоне мегагерц, из-за высоких коммутационных потерь полупроводниковые ключи на основе кремния не применяются. В качестве альтернативы для подобных устройств могут использоваться полупроводниковые ключи на основе нитрида галлия (GaN от английского Gallium Nitride) [61, 82-86], которые обладают высокой удельной мощностью, быстродействием, а также низкими коммутационными потерями.

Рабочие диапазоны частоты и мощности, для которых рекомендуется применять конкретные материалы и типы полупроводниковых ключей, показаны на рисунке 1.13 [61].

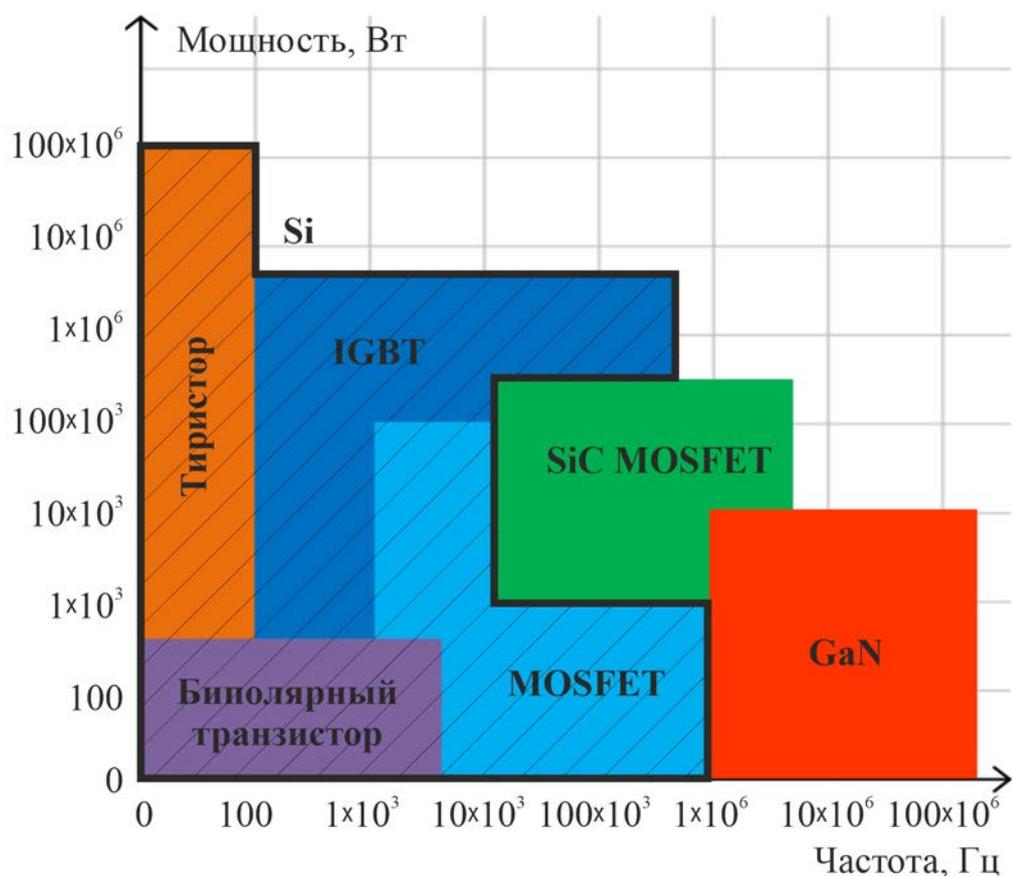


Рисунок 1.13 - Рабочие диапазоны полупроводниковых ключей различного типа

Наибольшее влияние на режим работы системы беспроводного заряда со стороны силовых полупроводниковых преобразователей оказывают применяемый тип инвертора в передающей цепи, обеспечивающего работу резонансного контура на заданной частоте, и выпрямителя в приемной цепи, питающего аккумуляторную батарею постоянным током.

Для высокочастотных инверторов существует высокая вариативность схемных решений [36, 87]. Рассмотрим для начала варианты таких инверторов с одноступенчатым преобразованием энергии, которые показаны на рисунке 1.14. Все они построены по принципу матричных преобразователей, при этом приведенное базовое схемное решение в большинстве случаев дополняется входным LC фильтром, который для упрощения опущен.

Среди матричных преобразователей более часто используются преобразователи понижающего типа, так, например, в работе [88] описан преобразователь с несимметричным полумостом, в работах [89, 90] преобразователь с симметричным полумостом, а в [91-93] – преобразователи с полным мостом. Повышающие матричные преобразователи описаны, в частности, в работах [33, 94]. Такое положение дел объясняется тем, что преобразователи понижающего типа предполагают использование источника напряжения на входе, в то время как преобразователи повышающего типа – источника тока, для чего на схеме на рисунке 1.14₂ последовательно установлена катушка.

Матричные преобразователи в силу отсутствия промежуточного звена постоянного тока обладают меньшими габаритами и большим суммарным КПД, чем преобразователи с двухступенчатым преобразованием энергии, однако поэтому же в приемной цепи, а, следовательно, и в цепи питания аккумуляторных батарей появляются гармоники двукратной частоты сети. В то же время, двухступенчатые преобразователи, несмотря на некоторый проигрыш по массогабаритным характеристикам, гораздо больше распространены, поскольку такое схемотехническое решение применяется в широком спектре электротехнических приложений, хорошо отлажено и, кроме того, имеет высокий потенциал оптимизации набора компонентов и их параметров, что может нивелировать разницу в КПД.

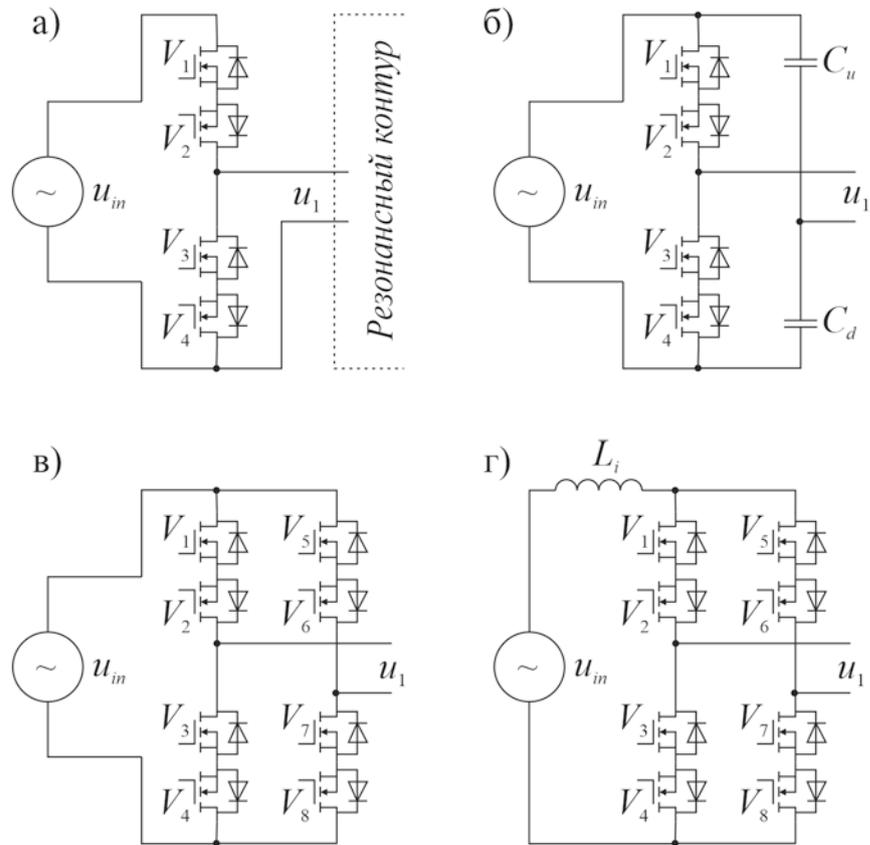


Рисунок 1.14 - Схемные решения высокочастотных инверторов матричного типа:

а) понижающий полумостовой несимметричный; б) понижающий полумостовой симметричный; в) понижающий мостовой; г) повышающий мостовой

Рассмотрим варианты таких преобразователей. Силовые преобразователи с двуступенчатым преобразованием энергии включают в себя выпрямитель сетевого напряжения, LC фильтр в звене постоянного тока и высокочастотный инвертор.

В большинстве систем беспроводного заряда используются неуправляемые диодные выпрямители, выполненные по схеме полного моста. Однако достаточно распространены решения, предусматривающие использование выпрямителей, регулирующих напряжение шины постоянного тока [22, 95, 96], служащие для регулирования потока мощности всей системы, поскольку резонансный контур обычно работает на оптимальной рабочей частоте или близкой к ней и зачастую не может выполнять данную задачу [97]. Схожая задача решается добавлением в

шину постоянного тока вспомогательного преобразователя – корректора мощности. В качестве такого преобразователя может использоваться повышающий преобразователь [93, 98-101], применяемый в случае, если при работе требуется напряжение на входе инвертора превышающее выпрямленное сетевое напряжение. В случае применения неуправляемых мостовых выпрямителей в качестве корректора мощности могут использоваться комбинированные преобразователи, обеспечивающие возможность и повышения и понижения напряжения в звене постоянного тока [11].

Схемные решения инверторов для преобразователей с двухступенчатым преобразованием энергии существенно вариативны. По принципу действия инверторы могут работать в режиме источника тока (рисунок 1.15) и напряжения (рисунок 1.16), а также в резонансном режиме (рисунок 1.17).

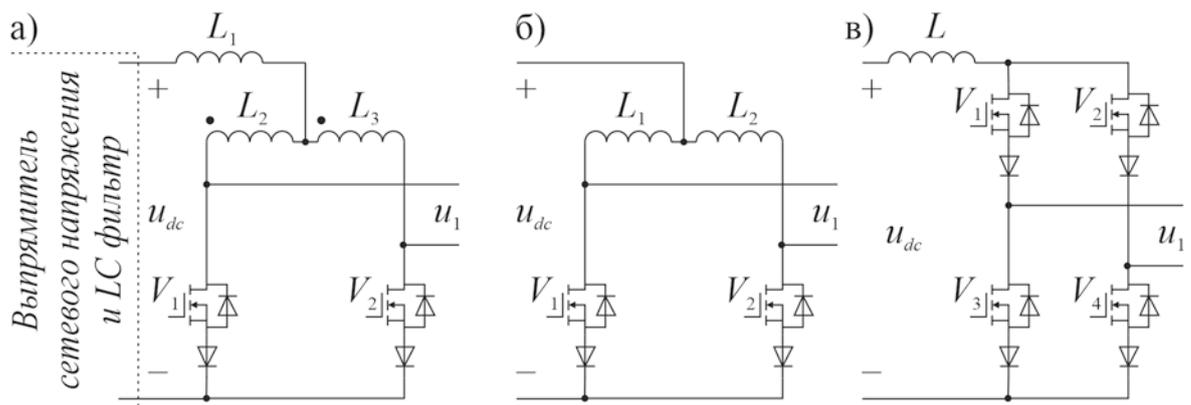


Рисунок 1.15 - Схемные решения высокочастотных инверторов, работающих в режиме источника тока: а) двухтактный; б) полумостовой; в) мостовой

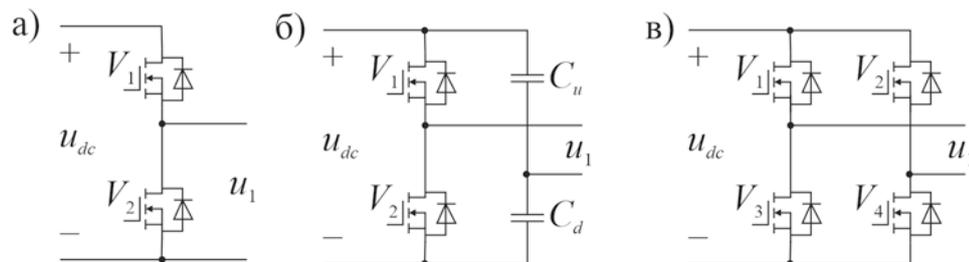


Рисунок 1.16 - Схемные решения высокочастотных инверторов, работающих в режиме источника напряжения: а) полумостовой несимметричный; б) полумостовой симметричный; в) мостовой

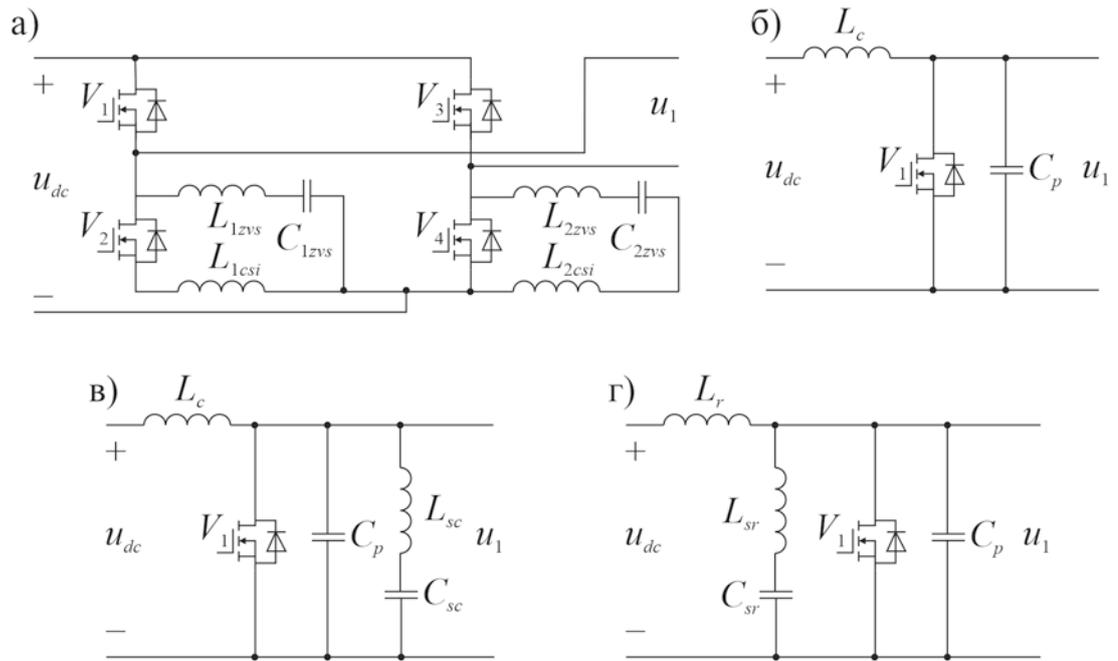


Рисунок 1.17 - Схемные решения высокочастотных резонансных инверторов:
 а) класса D; б) класса E; в) класса EF; г) класса EF₂

Инверторы, работающие в режиме источника тока, как правило применяют при выборе топологий резонансного контура с параллельным подключением компенсационных элементов [87] для сглаживания токовой нагрузки и перенапряжений, а также улучшения гармонического состава тока в передающей катушке. Кроме того, по сравнению с другими типами инверторов они отличаются меньшей токовой нагрузкой на все элементы силовых преобразователей, что обуславливает меньшие потери в полупроводниковых ключах [103]. Однако этот эффект достигается за счет применения мощной катушки индуктивности, обладающей высокими габаритами, поэтому такие инверторы проигрывают по массогабаритным показателям инверторам, работающим в режиме источника напряжения.

Инверторы, работающие как в режиме источника тока, так и в режиме источника напряжения, могут быть выполнены по полумостовым или мостовым схемам. Полумостовые схемы привлекательны тем, что напряжение на полупроводниковых ключах практически не превышает напряжения звена постоянного тока. Однако мостовые схемы обеспечивают большую передаваемую мощность и лучшую электромагнитную совместимость [46].

Резонансные инверторы являются разновидностью импульсных преобразователей напряжения, включают в свой состав дополнительные LC цепи, служащие для создания дополнительных резонансных частот, на которых обеспечивается коммутация при нулевых токах (ZCS от английского Zero Current Switching) и коммутация при нулевых напряжениях (ZVS от английского Zero Voltage Switching). Благодаря такому типу коммутации резонансные инверторы, как правило, работают на частотах от единиц до сотен мегагерц, а в качестве ключей в них используются MOSFET. Основными резонансными схемами (рисунок 1.17), применяемыми для систем беспроводного заряда, являются инверторы: класса E [104-106]; класса EF [107, 108]; класса EF_n [108, 109]; класса D [110].

Инверторы класса E имеют наиболее простую конструкцию, однако они рассчитаны на работу при оптимальных условиях коммутации с фиксированной нагрузкой и, следовательно, очень зависят от ее величины, что требует, чтобы система беспроводного заряда функционировала со строго фиксированным расстоянием между передающей и приемной катушками.

По сравнению с классом E инверторы класса D значительно сложнее, но работают с существенно меньшим напряжением и токовой нагрузкой на ключи, а также требуют меньших усилий при разработке и настройке выходного фильтра. Кроме того, они более устойчивы к колебаниям нагрузки.

Инверторы класса EF имеют высокую выходную мощность, работают с ZVS-коммутацией и при этом независимо от нагрузки обеспечивают постоянный выходной ток, а не постоянное выходное напряжение, что позволяет эффективно работать в диапазоне от нулевого до максимального сопротивления нагрузки. Для этих целей служит входной дроссель с высокой индуктивностью, а в идеальном случае полагают, что индуктивность равна бесконечности. Данные инверторы достаточно чувствительны к осевому и угловому смещению приемной катушки относительно передающей катушки.

Инверторы класса EF_n являются усовершенствованной модификацией класса E, где параллельно или последовательно к цепи нагрузки добавляются дополнительные резонансные цепи. Нижний индекс n относится к отношению резо-

нансной частоты добавленной резонансной цепи к частоте переключения инвертора и представляет собой целое число, большее или равное 2. Эти инверторы используют входной дроссель с конечной индуктивностью, в отличие от входного дросселя инверторов класса EF, что приводит к увеличению максимальной частоты коммутации. Эти инверторы имеют более высокую выходную мощность, чем инверторы класса E, класса EF и класса D. Также на их работу не влияет смещение катушек.

Существуют также комбинированные варианты высокочастотных инверторов, например, с модуляцией плотности импульса [111, 112], с инвертором тока и регулируемые конденсаторами [113], с импульсным инвертором нагнетания энергии [114], с мостовым инвертором напряжения, удваивающим рабочую частоту резонансного контура [115], с переменным напряжением линии связи инвертора с резонансным контуром и мягкой коммутацией [116] и т.п., однако они не получили широкого распространения в системах беспроводного заряда.

Со стороны силовых полупроводниковых преобразователей не менее важным, чем высокочастотные инверторы, являются выпрямители в цепи аккумуляторной батареи, которые так же оказывают значимое влияние на режим работы системы беспроводного заряда. Выпрямитель служит в первую очередь для преобразования высокочастотного переменного напряжения, снимаемого с резонансного контура, в постоянное напряжение, обеспечивающее заряд аккумуляторов. Однако данный силовой преобразователь может иметь более сложную структуру, (рисунок 1.18) и включать в свой состав кроме собственно выпрямителя еще и вспомогательные преобразователи, такие как контроллер заряда и устройство отслеживания оптимальной нагрузки (показаны серым), от использования которых можно отказаться, при условии, что на передающей стороне системы беспроводного заряда обеспечивается регулирование тока нагрузки [46].

Контроллер заряда служит для защиты аккумуляторной батареи от повреждений, вызываемых перенапряжениями, перегрузками по току, короткими замыканиями, перезарядкой, глубоким разрядом или перегревом. В отсутствие контроля процесса заряда аккумуляторная батарея напрямую влияет на эффективную

нагрузку выпрямителя и подвергается негативному воздействию быстро меняющихся токов. Примеры контроллеров заряда приведены в [117-121].

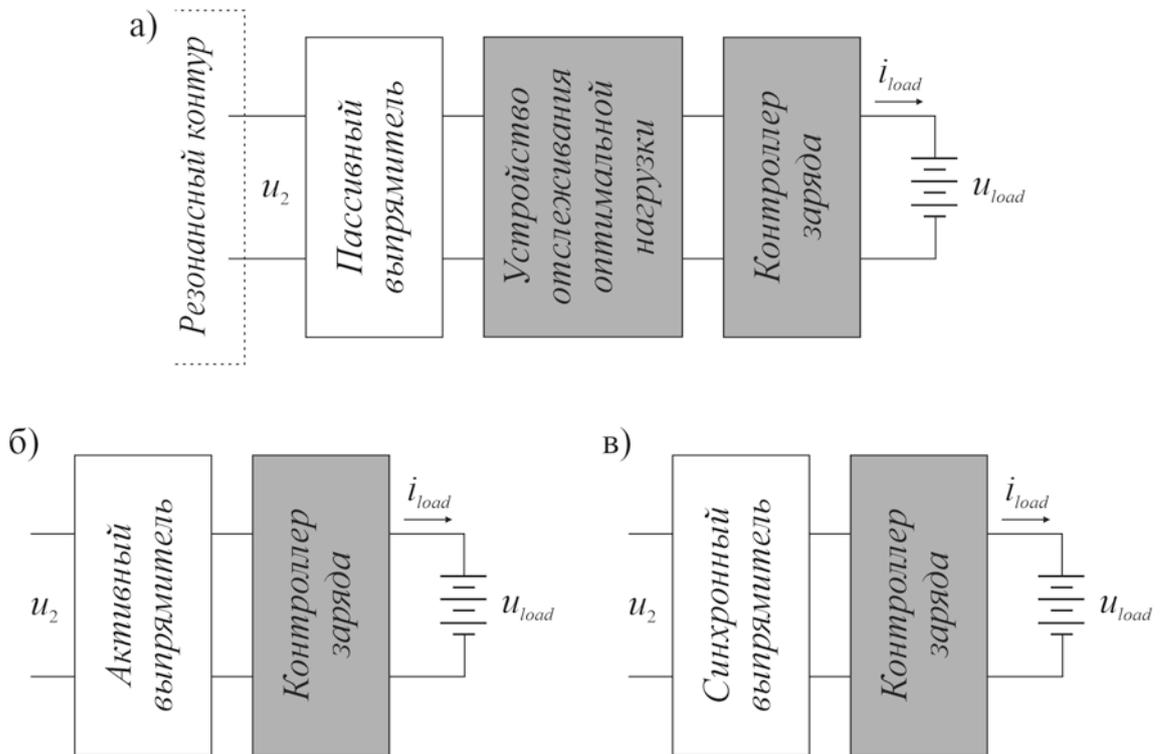


Рисунок 1.18 - Возможные структуры выпрямителей:

- а) с пассивным выпрямителем; б) с активным выпрямителем;
в) с синхронным выпрямителем

Помимо контроля процесса заряда, в задачи выпрямителя в цепи аккумуляторной батареи часто включают обеспечение согласования нагрузки. Данная задача возникает по причине возможных смещений приемной катушки относительно передающей катушки, за счет чего нарушаются условия протекания резонанса в резонансном контуре и эффективность системы беспроводного заряда снижается, а согласование нагрузки [122-124] является распространенным способом поддержания резонанса. Так, в случае смещений катушек согласование нагрузки способно повысить КПД системы беспроводного заряда на величину от 5 до 7 % [70]. Способ реализации согласования нагрузки зависит от выбранной схемы выпрямителя: пассивной, активной или синхронной.

Пассивный выпрямитель [125] построен на мостовых диодных схемах (рисунок 1.19), наиболее распространен в силу своей простоты и минимальных габаритов, однако из-за своей нелинейности при значительном изменении тока нагрузки провоцирует снижение коэффициента связи катушек. Выбор конкретной схемы пассивного выпрямителя зависит от соотношения выходного тока и напряжения (рисунок 1.20). Так, для схем с высокой токовой нагрузкой рекомендуется использовать повторитель тока [126, 127]. С учетом рабочей частоты резонансного контура в качестве полупроводниковых ключей, как правило, используются диоды Шоттки или быстро восстанавливающиеся диоды.

При использовании пассивного выпрямителя нагрузка согласовывается применением вспомогательного преобразователя (рисунок 1.21) – устройства отслеживания оптимальной нагрузки [128-131].

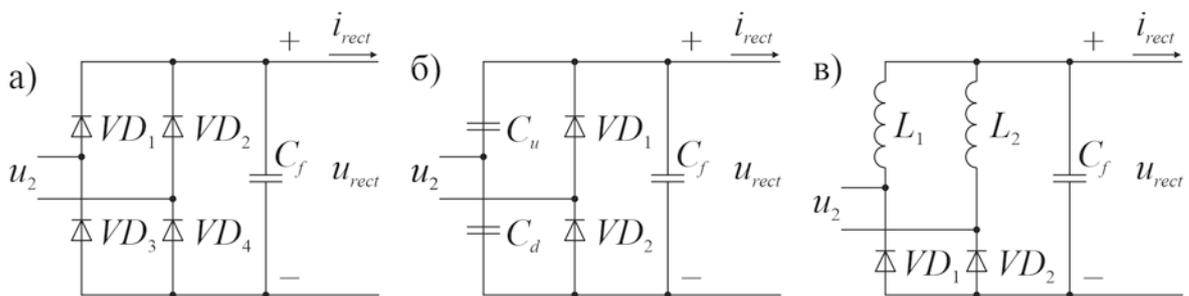


Рисунок 1.19 - Схемы пассивных выпрямителей:

а) полный мост; б) повторитель напряжения; в) повторитель тока

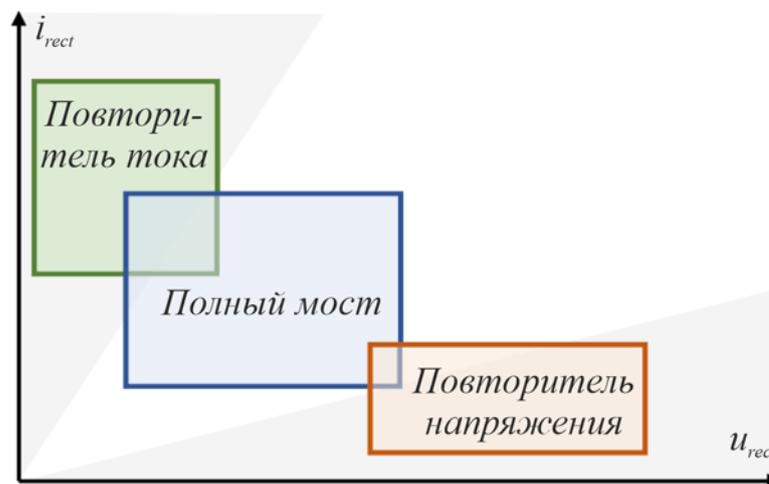


Рисунок 1.20 - Рекомендуемое использование пассивных выпрямителей

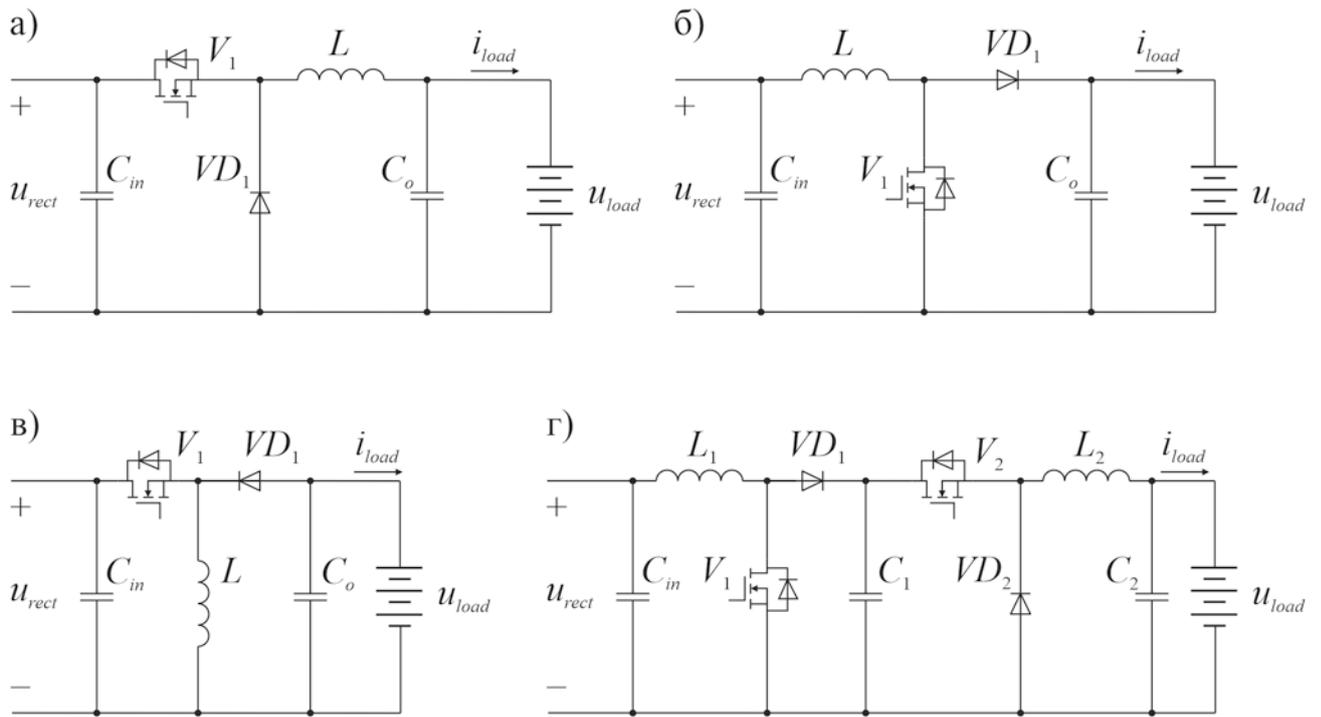


Рисунок 1.21 - Устройство отслеживания оптимальной нагрузки:

- а) повышающий преобразователь; б) понижающий преобразователь; в) комбинированный повышающе-понижающий преобразователь; г) каскадный преобразователь

Среди топологий устройств отслеживания оптимальной нагрузки повышающе-понижающий преобразователь и каскадный преобразователь обеспечивают наиболее широкий диапазон изменения эквивалентного сопротивления.

При отказе от пассивных выпрямителей в пользу активных и синхронных дополнительный преобразователь для отслеживания оптимальной нагрузки не применяется, поскольку данная задача решается непосредственно выпрямителем. Активный выпрямитель (рисунок 1.22) предусматривает полную или частичную замену диодов транзисторами [102, 117, 132-135] и за счет регулируемого фазового сдвига обеспечивает согласование нагрузки, однако требует относительно сложной системы управления. Альтернативой активному выпрямителю, так же обеспечивающей согласование нагрузки, является синхронный выпрямитель [136, 137], подключаемый к дополнительной точке отвода на принимающей катушке (рисунок 1.23). И активный и синхронный выпрямители не работают в разомкнутых схемах.

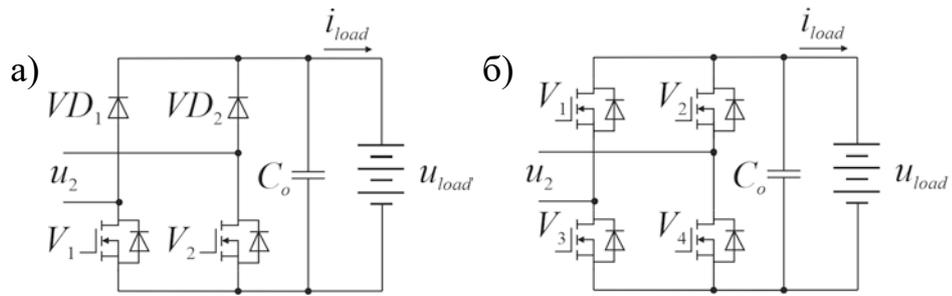


Рисунок 1.22 - Схемы активных выпрямителей: а) частично управляемый; б) полностью управляемый

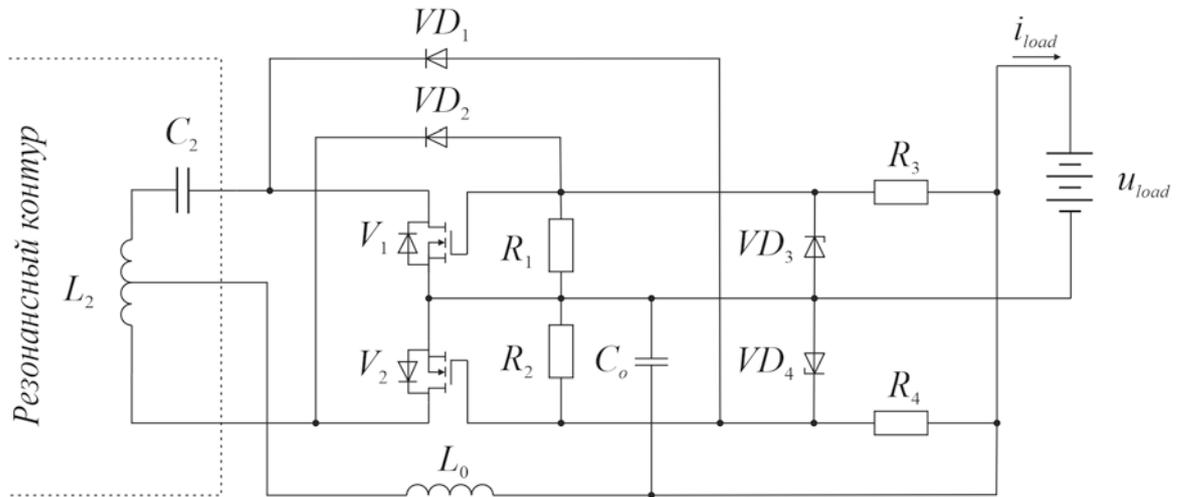


Рисунок 1.23 - Схема синхронного выпрямителя

Помимо вышеперечисленных силовых полупроводниковых преобразователей в системах беспроводного заряда может применяться преобразователь постоянного тока с двумя входами (рисунок 1.24). Такой преобразователь применяют, как правило, для сопряжения с сетью питания от возобновляемых источников [138], поскольку весьма распространенной является концепция оборудования электромобиля бортовой солнечной фотоэлектрической установкой. В рамках рассматриваемой задачи такой преобразователь может использоваться в случае необходимости подключения электровоза к контактной сети.

1.2.3. Топология индуктивно-емкостного контура

Центральной частью системы беспроводного заряда является резонансная система, состоящая из передающей и приемной катушек (воздушного трансформатора) и индуктивно-емкостного контура.

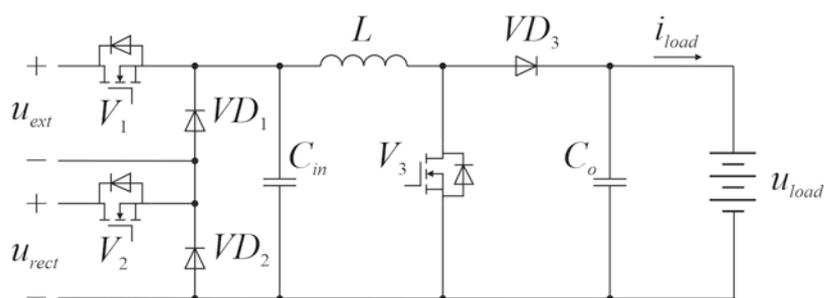


Рисунок 1.24 - Схема сопряжения с внешней сетью питания

Несмотря на то, что собственно беспроводная передача энергии (БПЭ) осуществляется между передающей и приемной катушками, в отсутствие индуктивно-емкостного контура для передачи даже небольшого тока потребуются большое количество реактивной мощности, которая ляжет дополнительной нагрузкой на высокочастотный инвертор и ограничит величину передаваемой активной мощности [46]. В связи с этим существует большой пласт исследований, посвященных возможным топологиям индуктивно-емкостного контура [139-146].

Ключевыми параметрами при анализе той или иной топологии и их сопоставлении выступают допустимая чувствительность системы беспроводного заряда к осевому и угловому смещению приемной катушки относительно передающей катушки и уровень дополнительных потерь, обусловленных введением в индуктивно-емкостный контур дополнительных элементов [146]. Наличие таких дополнительных потерь выступает ограничительным фактором, в связи с которым в большинстве случаев избегают использовать более одного последовательно или параллельно соединённого дополнительного конденсатора или катушки индуктивности. Кроме того, каждый дополнительный элемент увеличивает сложность системы, а некорректный выбор его параметров существенно снижает эффективность беспроводной передачи энергии [147].

В связи с изложенным, базовыми являются топологии индуктивно-емкостного контура для двухэлементной компенсационной цепи, когда в дополнение к передающей и приемной катушкам в передающей и приемной цепи резонансного контура установлено по одному компенсационному конденсатору. Возможны четыре варианта такой топологии (рисунок 1.25):

- SS (последовательно-последовательная от английского Series-Series);
- SP (последовательно-параллельная от английского Series-Parallel);
- PS (параллельно-последовательная от английского Parallel-Series);
- PP (параллельно-параллельная от английского Parallel- Parallel).

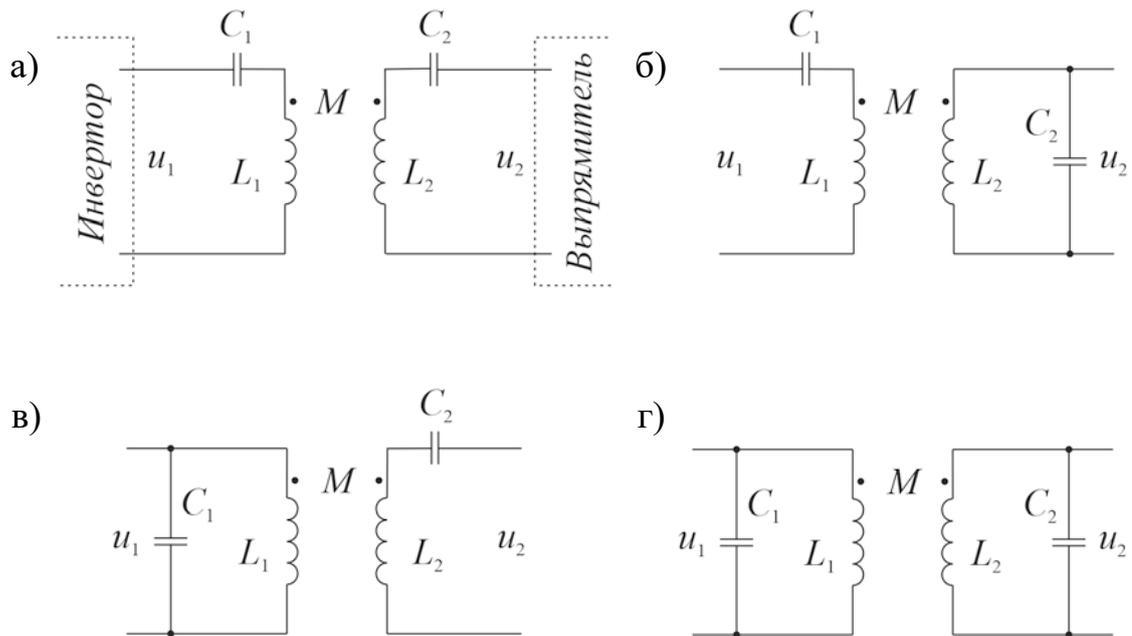


Рисунок 1.25 - Двухэлементные компенсационные цепи: а) SS; б) SP; в) PS; г) PP

Наиболее часто на практике используется топология SS, поскольку она наименее чувствительна к изменениям параметров, вызванных осевым или угловым смещением катушек, а также увеличением расстояния между ними, при этом имеет весьма высокую эффективность, когда катушки выровнены идеально [54, 141, 142, 148]. Однако топологии SS и SP чувствительны к чрезмерному сближению передающей и приемной катушек [149]. Топологию SP применяют, как правило, в системах, где требуется постоянное выходное напряжение независимо от величины сопротивления нагрузки [142, 150].

Топологии SS и SP эффективно обеспечивают беспроводную передачу энергии с высокой мощностью, однако имеют общий недостаток. В случаях существенных смещений катушек или отсутствия приемной цепи, например, если электромобиль еще не прибыл на зарядную площадку, но передающие цепи уже

включены, эквивалентное полное сопротивление передающей цепи уменьшается, вследствие чего могут возникать большие токи [46], при этом повышение тока для топологии SS будет выше, чем для топологии SP. Для исключения описанного негативного явления используют топологии PS и PP, которые снижают токовую нагрузку на элементы инвертора [150]. Однако тогда максимальная передаваемая мощность обеспечивается только если катушки выровнены идеально, что возможно только если позиционирование на зарядной площадке осуществляется средствами автоматики, и практически не реализуемо, если позиционирование осуществляет человек [46].

Все базовые топологии могут работать как при питании от источника тока, так и при питании от источника напряжения, однако максимальный КПД обеспечивается при питании от источника тока для топологии SS и при питании от источника напряжения для топологии PS [143].

Важное значение имеет чувствительность разных топологий к отклонениям параметров входящих в их состав элементов. Например, для топологии SP изменение емкости последовательного с катушкой конденсатора сильно влияет на КПД системы и напряжение на аккумуляторной батарее, а для топологии PS аналогичная чувствительность характерна для параллельного с катушкой конденсатора. Так, изменение емкости на 10 % для этих топологий вызывает снижение КПД на 30 % [143].

Сравнительный анализ базовых топологий, выполненный авторами [141], приведен на рисунок 1.26, где чем эффективнее конкретная топология по конкретному критерию, тем большая оценка ей присвоена. Данное сравнение наглядно показывает, что топологии SS и SP имеют преимущества по большинству критериев.

Чтобы преодолеть недостатки базовых топологий используются гибридные топологии, где в передающей и приемной цепи резонансного контура установлено более одного компенсационного элемента – конденсатора или катушки индуктивности. Примеры таких гибридных топологий показаны на рисунке 1.27.

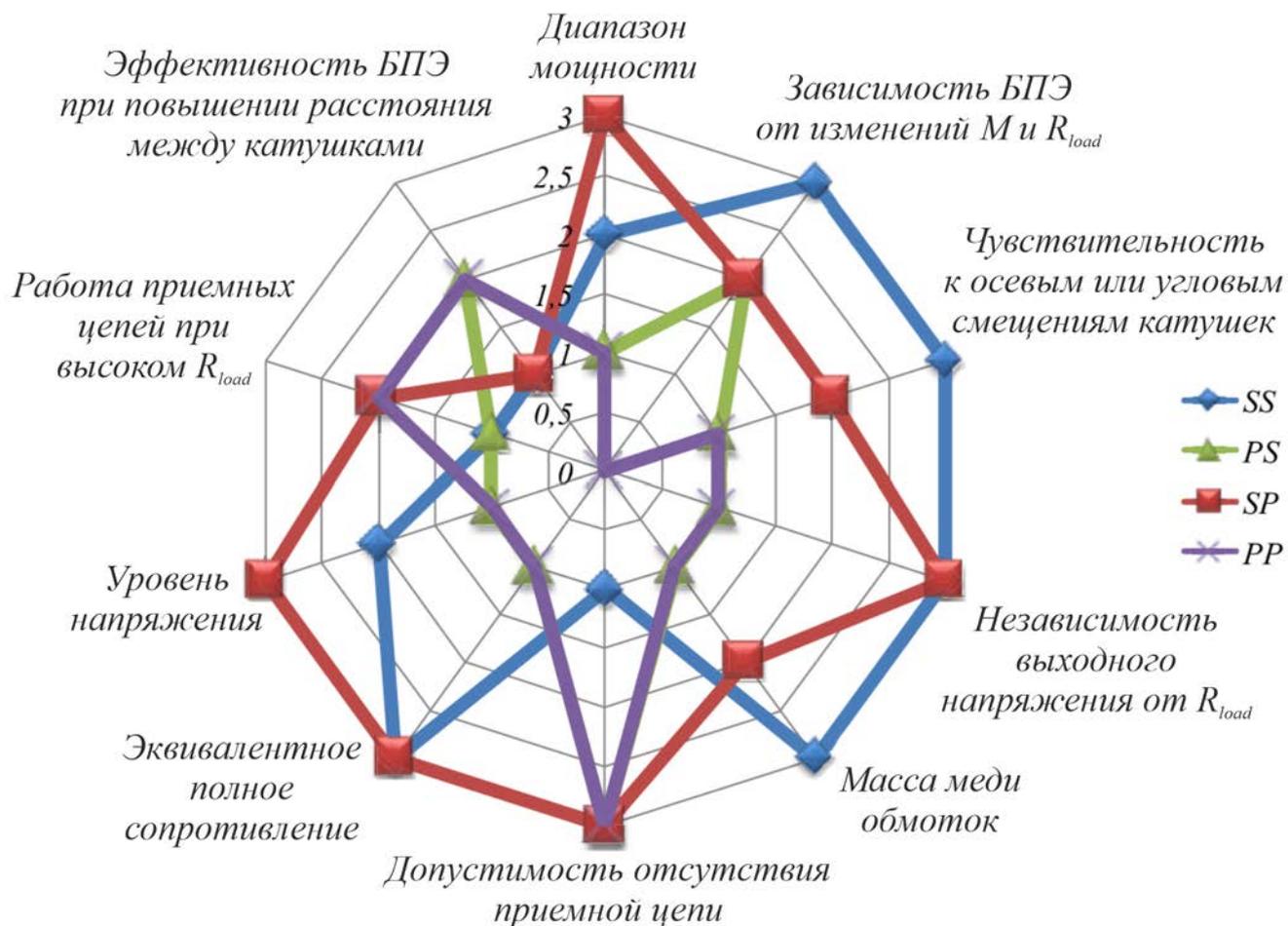


Рисунок 1.26 - Сравнительный анализ базовых топологий

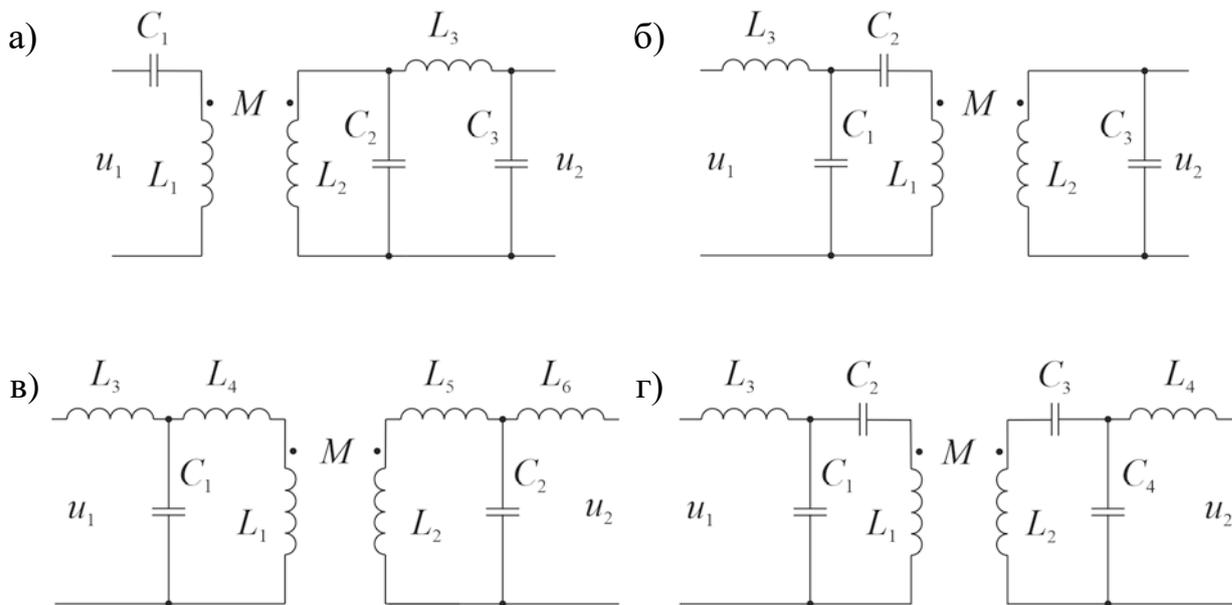


Рисунок 1.27 - Гибридные топологии компенсационной цепи: а) S-CLC; б) LCC-P; в) LCL-LCL; г) LCC-LCC

Гибридные топологии могут иметь от одного до трех и более компенсационных элементов в передающей и приемной цепи резонансного контура, быть симметричными и несимметричными [151-163]. Обозначение гибридных топологий формируется по составу дополнительных элементов компенсационной цепи, подключенных к передающей и приемной катушкам. Так, например, обозначение LCL-LCL показывает, что и к передающей, и к приемной катушкам подключены дополнительно катушка, конденсатор и катушка. А обозначение LCC-P говорит, что к передающей катушке подключены дополнительно катушка и два конденсатора, а к приемной только один параллельно установленный конденсатор.

Среди гибридных топологий наиболее часто применяются топологии LLC и LCC, которые используются для обеспечения постоянного тока в передающей катушке, а значит, и постоянного напряжения приемной цепи независимо от нагрузки и наличия осевых или угловых смещений катушек. Такой подход существенно снижает сложность системы управления и требования к обратной связи от приемной к передающей цепи [155, 164-169].

Многие варианты гибридных топологий разрабатываются специально для обеспечения нечувствительности беспроводной передачи энергии к наличию осевых или угловых смещений катушек, например, [147, 170, 171]. В качестве инструмента в таких системах может выступать не только установка дополнительных элементов компенсационной цепи, но использование дополнительных промежуточных цепей [140, 172] или многообмоточных топологий, в которых или передающая, или (и) приемная катушки выполняются многофазными [141, 173-175]. Топологии с дополнительными обмотками применяют также и для повышения КПД беспроводной передачи энергии, а многофазные топологии – для повышения удельной мощности.

Обобщенная классификация возможных топологий индуктивно-емкостного контура приведена на рисунке 1.28.

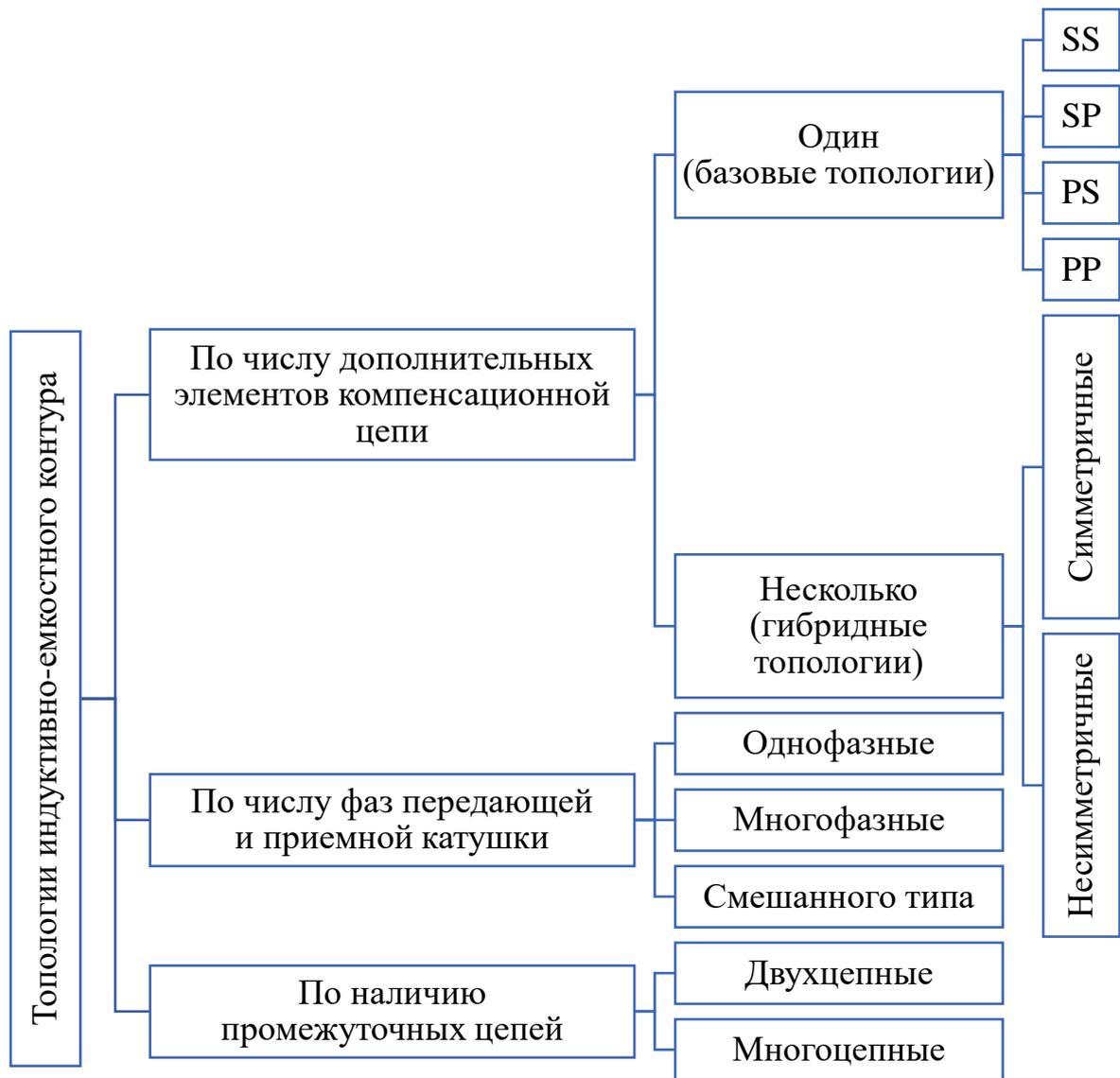


Рисунок 1.28 - Классификация топологий индуктивно-емкостного контура

1.2.4. Геометрия и конструкция передающей и принимающей катушек

Передающая и приемная катушки являются составной частью резонансного контура системы беспроводного заряда. Их геометрия и конструкция существенно влияют на распределение электромагнитного поля в области электромагнитного взаимодействия тем самым воздействия на коэффициент связи между катушками, добротность катушек, устойчивость к осевым или угловым смещениям катушек, форму полей рассеяния и т.п. [48]. Конструкция катушек предусматривает использование многожильного высокочастотного обмоточного провода для уменьшения потерь на скин-эффект [176], и может включать ферритовые сердеч-

ники, направляющие поток, для увеличения взаимной индуктивности [177, 178] и алюминиевые экраны для минимизации поля рассеяния. Наиболее полный набор элементов, которые могут быть включены в конструкцию катушки показан на рисунке 1.29 на примере плоской круглой катушки.

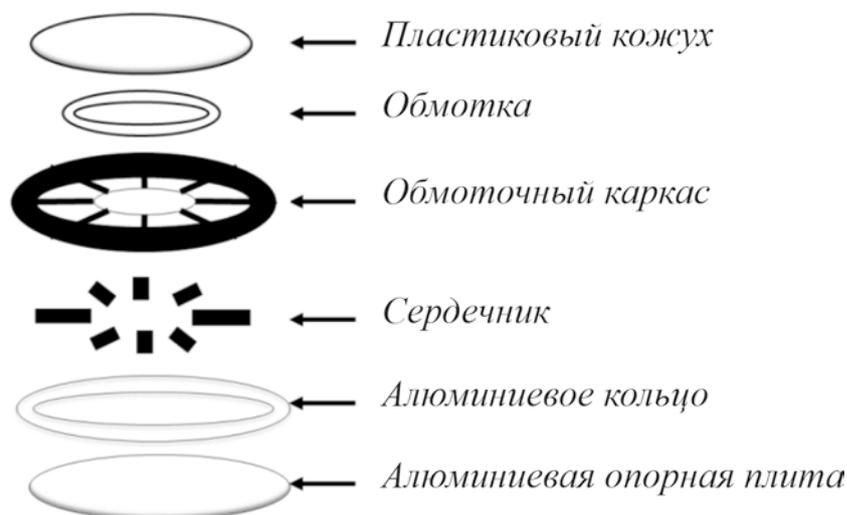


Рисунок 1.29 - Набор элементов конструкции катушки

Катушки можно классифицировать по нескольким признакам (рисунок 1.30). Так, в зависимости от числа фаз высокочастотного инвертора, передающая и приёмная катушки могут быть однофазными и многофазными, в частности трехфазными [179-182]. В работе далее рассматриваются преимущественно однофазные конструкции.

По форме границ области электромагнитного взаимодействия катушки могут быть прямолинейными, например, встроенными в плоскую поверхность дороги и дно электромобиля, и криволинейными, когда приемная катушка встраивается в криволинейный элемент корпуса электромобиля, например, крыло. Криволинейные катушки существенно сложнее и в расчетах, и в изготовлении, поэтому в дальнейшем в данной работе такой вариант не будет рассматриваться.

Наибольшее распространение на практике получили плоские планарные катушки [19], которые разделяются на неполяризованные и поляризованные, которые могут создавать как параллельный, так и перпендикулярный поток [183].



Рисунок 1.30 - Классификация катушек

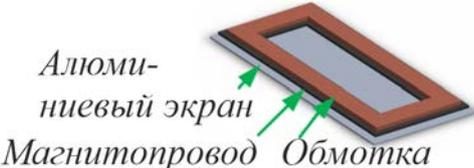
Неполяризованные катушки (включая круглые и прямоугольные), могут генерировать только вертикальную составляющую потока, перпендикулярную плоскости обмотки. Сравнивая потокоцепление круглой и прямоугольной катушек [184] можно отметить, что круглая катушка обеспечивает более высокую передачу мощности, чем прямоугольная, но имеет более высокие поля рассеяния, что становится проблемой при увеличении расстояния между катушками [185, 186].

Чтобы преодолеть ограничения круглой и прямоугольной катушек, разработаны различные поляризованные конструкции катушек [46, 184, 187-193], такие как конструкция «Двойная D» (обозначается DD от английского double-D), конструкция «Двойная D со сдвигом» (обозначается DDQ от английского double-D-

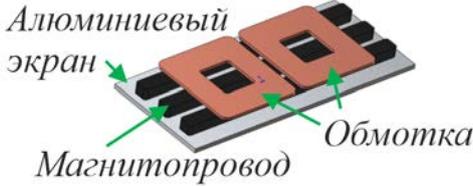
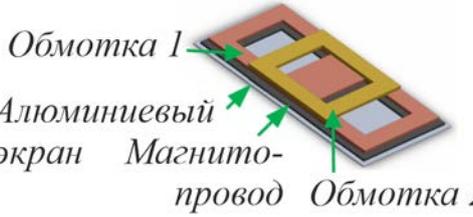
quadrature), биполярная конструкция (обозначается ВР от английского bi-polar), различные виды соленоидов и т.д. Поляризованные конструкции катушек могут комбинироваться, например, передающая катушка может иметь конструкцию DD, а принимающая DDQ [19, 48, 184]. Конструкция и сравнительные характеристики основных применяемых типов катушек приведены в таблице 1.2.

Таблица 1.2

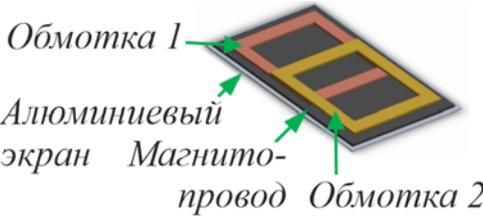
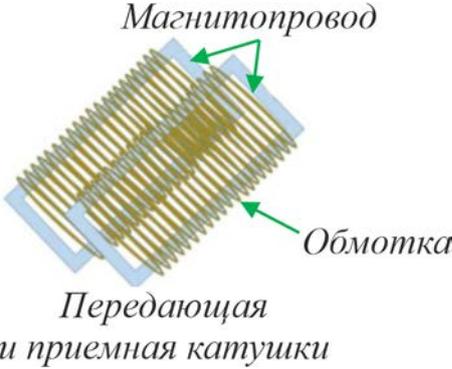
Конструкция и основные свойства
различных типов катушек резонансного контура

Тип	Конструкция	Основные свойства
Круглая	 <p>Алюминиевый экран Магнитопровод Обмотка</p>	<ul style="list-style-type: none"> – Более низкий коэффициент связи, чем у других типов катушек в сопоставимых условиях. – Одинаковая чувствительность к смещениям в любых направлениях. – При смещении по горизонтали примерно на 40% диаметра магнитное сцепление становится нулевым из-за явления, известного как «подавление потока».
Квадратная	 <p>Алюминиевый экран Магнитопровод Обмотка</p>	<ul style="list-style-type: none"> – Увеличивает площадь магнитного потока, что позволяет уменьшить краевое рассеяние. – Более высокая, чем у круглых, устойчивость к смещениям в поперечном направлении, малый вес и компактность. – Легче проектировать, чем круглые. – Большая экономическая эффективность, чем у круглых.

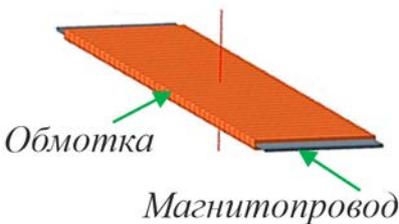
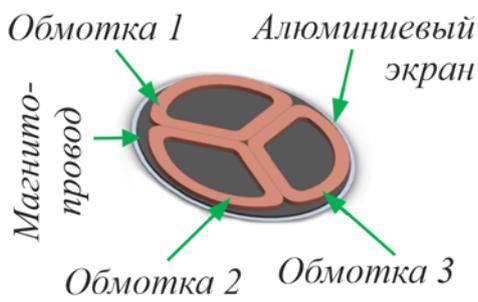
Конструкция и основные свойства
различных типов катушек резонансного контура

Тип	Конструкция	Основные свойства
DD	 <p>Алюминиевый экран Магнитопровод Обмотка</p>	<ul style="list-style-type: none"> – Имеет очень низкий поток рассеяния. – Более устойчива к смещению в горизонтальном направлении по сравнению с круглыми и прямоугольными, но до смещения в $\sim 34\%$ от длины катушки. При превышении магнитное сцепление становится нулевым. – Генерирует только горизонтальную составляющую потока, из-за чего несовместима с круглыми и квадратными.
DDQ	 <p>Обмотка 1 Алюминиевый экран Магнитопровод Обмотка 2</p>	<ul style="list-style-type: none"> – Получается добавлением обмотки смещения к DD. – Генерирует и горизонтальную и вертикальную составляющие потока. – Устойчива к смещениям как в горизонтальном, так и в поперечном направлениях. – Требуется двух синхронизированных инверторов, если ее использовать в качестве передающей катушки, и двух синхронизированных выпрямителей – если в качестве приемной.

Конструкция и основные свойства
различных типов катушек резонансного контура

Тип	Конструкция	Основные свойства
ВР	 <p>Обмотка 1 Алюминиевый экран Магнитопровод Обмотка 2</p>	<ul style="list-style-type: none"> – Совместимы с DD и DDQ. – Имеет преимущества и недостатки как у DDQ, но требует меньшего количества меди. – Чувствительны к угловым смещениям, магнитное сцепление может упасть более чем на 13% при увеличении углового смещения до 30°. – Требуют датчика местоположения или потока и сложной системы управления, что увеличивает общую стоимость и сложность системы беспроводного заряда.
Круглый соленоид	 <p>Магнитопровод Обмотка Передающая и приемная катушки</p>	<ul style="list-style-type: none"> – По сравнению с планарными: меньше и легче при равной передаваемой мощности; больше допустимое осевое и угловое смещение. – На верхней и нижней сторонах и передающей и приемной катушек создается одинаковое количество полезного и «неполезного» потока, не участвующего во взаимодействии, что ограничивает количество мощности, передаваемой через воздушный зазор. – Может сочетаться с DD.

Конструкция и основные свойства
различных типов катушек резонансного контура

Тип	Конструкция	Основные свойства
Плоский соленоид		<ul style="list-style-type: none"> – Преимущества и недостатки такие же, как и у круглых соленоидов. – Может включать в конструкцию алюминиевый экран, снижающий «неполезный» поток, но возникающие в алюминии потери на вихревые токи существенно снижают КПД и мощность, передаваемую через воздушный зазор.
Трех-фазная		<ul style="list-style-type: none"> – Имеет более высокий коэффициент связи и меньшее поле рассеяния по сравнению с однофазными катушками. – Возможно создание «вращающегося» магнитного поля для повышения передаваемой мощности, но это существенно усложняет систему управления. – Требуется три однофазных синхронизированных инвертора или один трехфазный инвертор.

1.2.5. Варианты управления беспроводной передачей энергии

Рассмотренное выше описание элементов системы беспроводного заряда однозначно свидетельствует, что и беспроводная передача энергии, и процесс заряда аккумуляторных батарей реализуется в рамках сложной динамической системы, которая требует управления своим состоянием [81]. Общая классификация подходов к управлению приведена на рисунке 1.31.



Рисунок 1.31 - Классификация способов управления БПЭ

Управление беспроводной передачей энергии осуществляется через управление силовыми полупроводниковыми преобразователями и может быть: по передающей цепи, используя высокочастотный инвертор; по приемной цепи, используя выпрямитель или вспомогательные преобразователи в цепи аккумуляторной батареи; реализовано двусторонним, т.е. задействовав возможности схемотехнических решений и приемной и передающей цепи.

При выборе между этими вариантами следует учитывать с какой стороны будет установлено управляющее устройство, реализующее алгоритмы управления [51]. Установка дополнительного оборудования со стороны приемной цепи физически будет осуществляться непосредственно на электромобиль, что при условии ограничений на массу и габариты существенно усложняет и удорожает систему. Поэтому экономически более целесообразно устанавливать управляющее устрой-

ство со стороны передающих цепей, однако в этом случае значительную роль начинает играть фактор обратных связей. Если осуществляется управление по приемной цепи либо двустороннее управление, значит информацию о текущем состоянии приемных цепей (мгновенные значения токов и напряжений в отдельных узлах) необходимо передавать на сторону передающих цепей причем также беспроводным способом. Существующие стандартные интерфейсы беспроводной передачи информации допускают нестабильное соединение, а, следовательно, использующая их система беспроводного заряда легко может выйти из-под контроля, если связь между передающими и приемными цепями будет потеряна [19, 20]. Также стандартные интерфейсы беспроводной передачи информации имеют ограниченную скорость передачи информации, а, следовательно, алгоритмы управления должны учитывать запаздывание по обратным связям.

Двухстороннее управление подходит в большей степени для двунаправленных систем беспроводного заряда, где поток мощности необходимо регулировать в обоих направлениях, контролируя скважность напряжения передающей и приемной цепи и фазовый сдвиг между ними [194-197].

Управление по приемной цепи подходит для систем беспроводного заряда, имеющих в приемной цепи несколько обмоток. Такие варианты управления обычно используются в системах беспроводного заряда большой мощности. В них частота и амплитуда тока передающей катушки, как правило, фиксированы, а поток мощности контролируется с помощью активного выпрямителя или вспомогательного преобразователя постоянного тока путем широтно-импульсной модуляции [81, 89, 129].

Управление по передающей цепи можно разделить на три группы: с фиксированной частотой резонансного контура, с переменной частотой резонансного контура и с импульсным нагнетанием энергии. Последний способ предполагает использование специальной конструкции резонансного инвертора [114].

При управлении с фиксированной частотой частота коммутации силовых ключей высокочастотного инвертора поддерживается на постоянном уровне, который лишь незначительно отличается от резонансной частоты, что обеспечивает

функционирование системы беспроводного заряда в режиме, близком к оптимальному режиму, и при этом осуществлять мягкую коммутацию. Для управления потоком мощности используется либо широтно-импульсная модуляция, либо управление фазовым сдвигом напряжения на выходе высокочастотного инвертора [81, 198]. Это самый простой из всех способов управления беспроводной передачей энергии, однако из-за возникновения бифуркаций, т.е. изменения характера полного эквивалентного сопротивления системы с индуктивного на емкостный и расщепления ее экстремумов в частотной области, вызванных внезапным изменении нагрузки и (или) коэффициента связи, могут быть нарушены условия мягкой коммутации, а кроме того, снизится коэффициент усиления по напряжению, что потребует более высокого тока для передачи того же количества мощности в нагрузку. Это приводит к повышенным потерям проводимости в силовых полупроводниковых ключах и повышенным омическим потерям в катушках.

Другим способом регулирования потока мощности при фиксированной частоте является управление постоянным напряжением в звене постоянного тока высокочастотного инвертора [199], но такой способ возможен только если используемое схемотехническое решение инвертора его поддерживает.

При управлении с переменной частотой переключения скважность отпирающих сигналов поддерживается постоянной на уровне 50%, а частота переключения изменяется для регулирования выходной мощности [200, 201]. Однако, если рабочая частота сильно отличается от резонансной частоты, в резонансном контуре будет циркулировать ток с высокой амплитудой, вызывая падение эффективности всей системы из-за больших потерь в силовых полупроводниковых ключах и катушках. Кроме того, при таком способе управления необходимо тщательно учитывать явление бифуркации [39, 202].

Существует также комбинированный способ, когда частота переключения не задается напрямую, как при управлении с переменной частотой, циклически формируется в зависимости как от параметров системы беспроводного заряда, так и от фазового сдвига между напряжениями передающей и приемной цепи, необ-

ходимого для мягкой коммутации. Для этой цели используется регулятор с фазовой автоподстройкой частоты [203].

Реализация рассмотренных способов может осуществляться с использованием различных методов теории автоматического управления: разомкнутое управление, одноконтурное и многоконтурное управление с обратными связями, оптимальное и адаптивное управление [204-212].

Важным моментом при любом из выбранных способов управления является обеспечение мягкой коммутации [24, 46, 213], поскольку потери при переключении силовых полупроводниковых ключей с увеличением частоты переключения увеличиваются. При этом и ZVS-коммутация, и ZCS-коммутация может обеспечиваться либо аппаратно с помощью вспомогательных цепей силовых полупроводниковых преобразователей, либо программным способом. В последнем случае реализация мягкой коммутации входит в задачу системы управления.

1.3. Риски применения систем беспроводного заряда

При рассмотрении систем беспроводного заряда аккумуляторов электро транспорта и в частности, рудничных электровозов, важным вопросом является безопасность их эксплуатации.

Первой составляющей данного вопроса является возможная опасность для здоровья людей со стороны высокочастотного электромагнитного излучения [19, 61]. Влияние электромагнитного поля систем беспроводного заряда на человека обсуждалось, например, в [214], где был сделан вывод, что это излучение более безопасно, чем излучение от мобильных телефонов. Тем не менее, чтобы минимизировать возможный вред здоровью, параметры данного излучения должны быть ограничены до значений, предписываемых нормативными документами.

В Российской Федерации действуют санитарные нормы и правила [215], которые в диапазоне частот электромагнитного поля от 30 до 300 кГц, на которых работают современные системы беспроводного заряда (см. таблицу 1.1), ограничивают:

- напряженность электрического поля уровнем 25 В/м в случае, если речь идет о помещениях жилых и общественных зданий (например, гараж, где оборудована зарядная площадка для электромобиля);
- напряженность электрического поля уровнем 50 В/м и напряженность магнитного поля уровнем 5 А/м в случае, если речь идет о рабочих местах и местах размещения обслуживающего персонала в помещениях локомотивов, моторвагонного и специального самоходного подвижного состава.

При этом результаты измерений, выполненные в [216], свидетельствуют о соблюдении данных ограничений за пределами области электромагнитного взаимодействия, т.е. если человек не находится непосредственно между передающей и приемной катушками в процессе беспроводного заряда аккумуляторов, излучение высокочастотного электромагнитного поля от системы беспроводного заряда будет для него безопасным.

Второй составляющей вопроса безопасности является возможная опасность воспламенения систем беспроводного заряда вследствие тепловыделения. Изучению такой опасности посвящены многие исследования. Например, в [217-219] выполнено моделирование температурных полей для систем беспроводного заряда, показавшее, что в нормальных условиях само высокочастотное переменное магнитное поле не является источником тепла в области электромагнитного взаимодействия, а воздух между катушками нагревается преимущественно от омических потерь в катушках в силу законов тепломассопереноса, при этом естественное движение атмосферы или принудительная подача воздуха существенно улучшают тепловые характеристики системы.

Омические потери в катушках являются лишь одной из составляющих потерь мощности в системах беспроводного заряда аккумуляторов, наряду с коммутационными потерями и потерями на проводимость в силовых полупроводниковых ключах, диэлектрическими потерями в конденсаторах индуктивно-емкостного контура и др. Анализ отдельных экземпляров систем беспроводного заряда [220], показывает, что КПД системы с ростом дальности беспроводной передачи энергии снижается (рисунок 1.32а), а от мощности системы зависит нели-

нейно (рисунок 1.32б). При этом суммарные потери мощности систем в диапазоне мощностей от 25 кВт и выше не превышают 10 % и имеет тенденцию к сокращению при уменьшении расстояния между катушками. Следовательно, тепло от источника столь малой мощности достаточно легко отвести, а значит опасность воспламенения по этой причине не требует индивидуального рассмотрения.

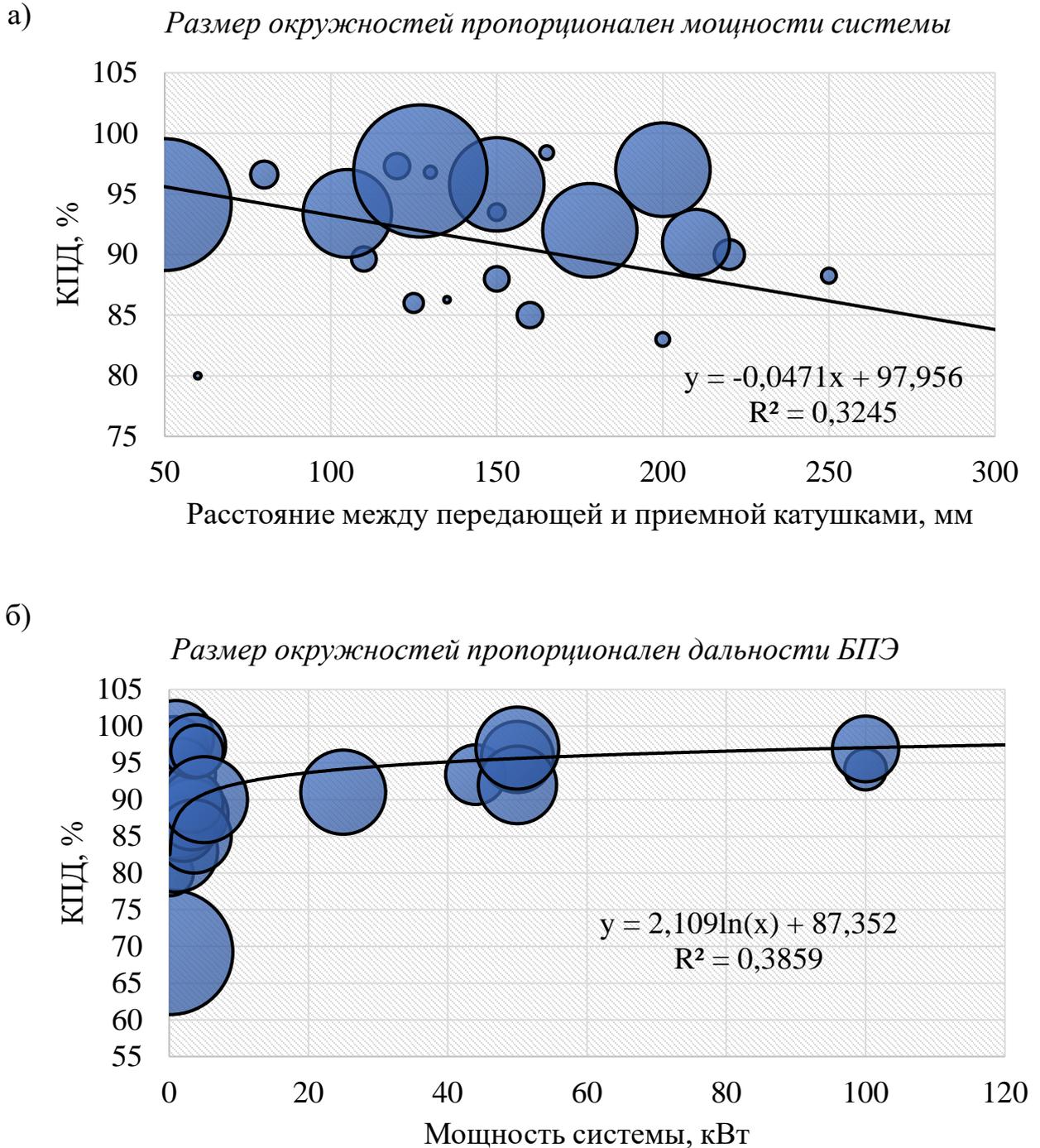


Рисунок 1.32 - Зависимость КПД системы беспроводного заряда от: а) мощности системы; б) дальности беспроводной передачи энергии

Однако, высокая вероятность воспламенения от действия высокочастотного магнитного поля в области электромагнитного взаимодействия появляется, если между передающей и приемной катушками появляются посторонние металлические предметы. Причиной в таком случае будут индуцированные потери на вихревые токи, которые провоцируют значительное повышение температуры, поскольку удельная теплоемкость металлов, как правило, низкая [221, 222].

Применительно к рудничным электровозам, работающим в условиях атмосферы, опасной по газу и пыли, такой нагрев может спровоцировать воспламенение и взрыв. Наиболее релевантным способом доказать безопасность применения систем беспроводного заряда аккумуляторов в условиях предприятий подземной добычи полезных ископаемых и установить граничные режимы функционирования, при которых работа системы беспроводного заряда аккумуляторов гарантированно не будет вызывать воспламенения, был бы физический эксперимент, предусматривающий создание макета системы беспроводного заряда и проведение испытаний его работы в герметичной камере, заполненной пыле-газовоздушной смесью с составом, соответствующим условиям конкретного предприятия. Однако такой способ чрезмерно дорогостоящий, поскольку для исследования понадобится широкий ряд макетов, отличающихся топологией индуктивно-емкостного контура, геометрией и конструкцией воздушного трансформатора и т.д., а в случае воспламенения или взрыва макет выходит из строя без возможности восстановления.

Исходя из этого, оценку возможности применения систем беспроводного заряда для аккумуляторных батарей рудничного электровоза с учетом риска воспламенения атмосферы, опасной по газу и пыли, целесообразно выполнить с использованием компьютерного моделирования, для чего требуется комплексная модель системы беспроводного заряда аккумуляторов, объединяющую динамическую математическую модель в пространстве состояний на базе эквивалентных схем замещения и конечноэлементную модель в трехмерной постановке.

1.4. Цели и задачи исследования

Анализ литературных источников показал, что:

1. Системы беспроводного заряда для рудничных электровозов способны снизить эксплуатационные затраты и длительность процедуры заряда их аккумуляторов, поскольку снимают предписанную требованиями безопасности необходимость отключать аккумулятор и переносить его для заряда на поверхность в специально оборудованное помещение.

2. Существующие разработки в области систем беспроводного заряда нельзя непосредственно перенести на систему беспроводного заряда аккумуляторов рудничных электровозов, поскольку они не учитывают сложных условий их эксплуатации.

3. Многообразие существующих систем беспроводного заряда описываются иерархической классификацией с глубиной описания в шесть уровней с минимум двумя категориям по каждому признаку.

4. Поскольку вариантов конструкций и схемотехнических решений для систем беспроводного заряда очень много, выбор среди них одного варианта, наиболее отвечающего рассматриваемым условиям, становится нетривиальной задачей, для решения которой могут использоваться методы системного анализа.

5. Значимым риском применения систем беспроводного заряда является вероятность воспламенения взрывоопасной атмосферы от действия высокочастотного магнитного поля в области электромагнитного взаимодействия при попадании в него посторонних металлических предметов.

6. Оценку возможности применения систем беспроводного заряда для аккумуляторных батарей рудничного электровоза целесообразно выполнить методом компьютерного моделирования с использованием комплексной модели системы беспроводного заряда, описывающей как динамические процессы в ее элементах, так и электромагнитное поле в области электромагнитного взаимодействия в трехмерной постановке.

Исходя из вышесказанного, становится очевидным, что определение допустимых параметров и режимов работы систем беспроводного заряда аккумуляторов в условиях предприятий подземной добычи полезных ископаемых опасных по газу и пыли может быть выполнено в результате исследования электромагнитных

и тепловых полей для конкретной научно обоснованной топологии и конструкции системы беспроводного заряда аккумуляторов, проводимого с использованием комплексной модели, объединяющей динамическую модель в пространстве состояний и конечноэлементную модель в трехмерной постановке.

Таким образом, целью данной работы является получить научное обоснование возможности применения систем беспроводного заряда аккумуляторов для шахтного электротранспорта, работающего в условиях предприятий подземной добычи полезных ископаемых опасных по газу и пыли.

Для достижения этой цели необходимо решить следующие задачи:

1. Определить критерии оценки технических решений системы беспроводного заряда аккумуляторов с позиции применимости для шахтного аккумуляторного электротранспорта.

2. Выполнить оценку существующих технических решений системы беспроводного заряда аккумуляторов с использованием научных методов системного анализа.

3. Определить подходы к проектированию системы беспроводного заряда аккумуляторов на базе полученных лучших технических решений, обеспечивающие минимизацию факторов, влияющих на риски воспламенения пыле-газовоздушной смеси при использовании системы беспроводного заряда аккумуляторов.

4. Разработать систему беспроводного заряда для конкретного шахтного аккумуляторного электровоза.

5. Разработать комплексную модель системы беспроводного заряда аккумуляторов, объединяющую динамическую математическую модель в пространстве состояний на базе эквивалентных схем замещения и конечноэлементную модель в трехмерной постановке.

6. Провести лабораторные исследования электромагнитных и тепловых полей опытного образца системы беспроводного заряда аккумуляторов, и установить степень адекватности разработанной комплексной модели.

7. Обосновать допустимые с позиции безопасности в условиях предприятий подземной добычи полезных ископаемых опасные по газу и пыли параметры и режимы работы систем беспроводного заряда аккумуляторных батарей или показать, что применение таких систем в рассматриваемых условиях невозможно.

2. ЗНАЧИМЫЕ ФАКТОРЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОГО ЗАРЯДА ДЛЯ РУДНИЧНОГО ЭЛЕКТРОТРАНСПОРТА

2.1. Методология оценки опасности воспламенения пыле-газо-воздушной смеси

Как было показано выше, значимым риском применения систем беспроводного заряда аккумуляторов для рудничного электровоза является вероятность воспламенения от действия высокочастотного магнитного поля в области электромагнитного взаимодействия при попадании в него посторонних металлических предметов. Оценку опасности воспламенения пыле-газо-воздушной смеси согласно [223] проводят в соответствии с блок-схемой на рисунке 2.1 с учетом вероятности присутствия взрывоопасной среды. Для проведения такой оценки рассмотрим укрупненную конструктивную схему системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза [224], показанную на рисунке 2.2.

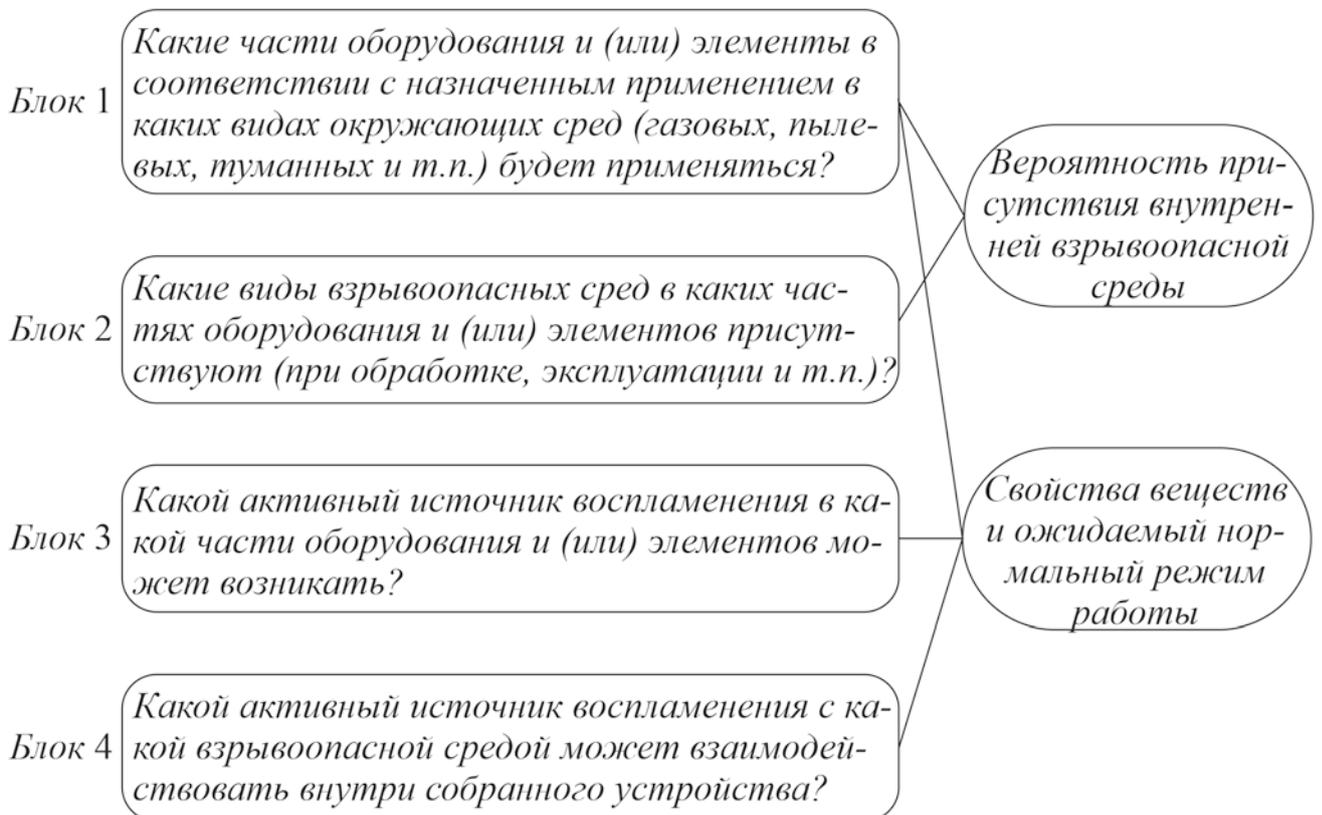


Рисунок 2.1 - Структурная схема выявления опасностей воспламенения

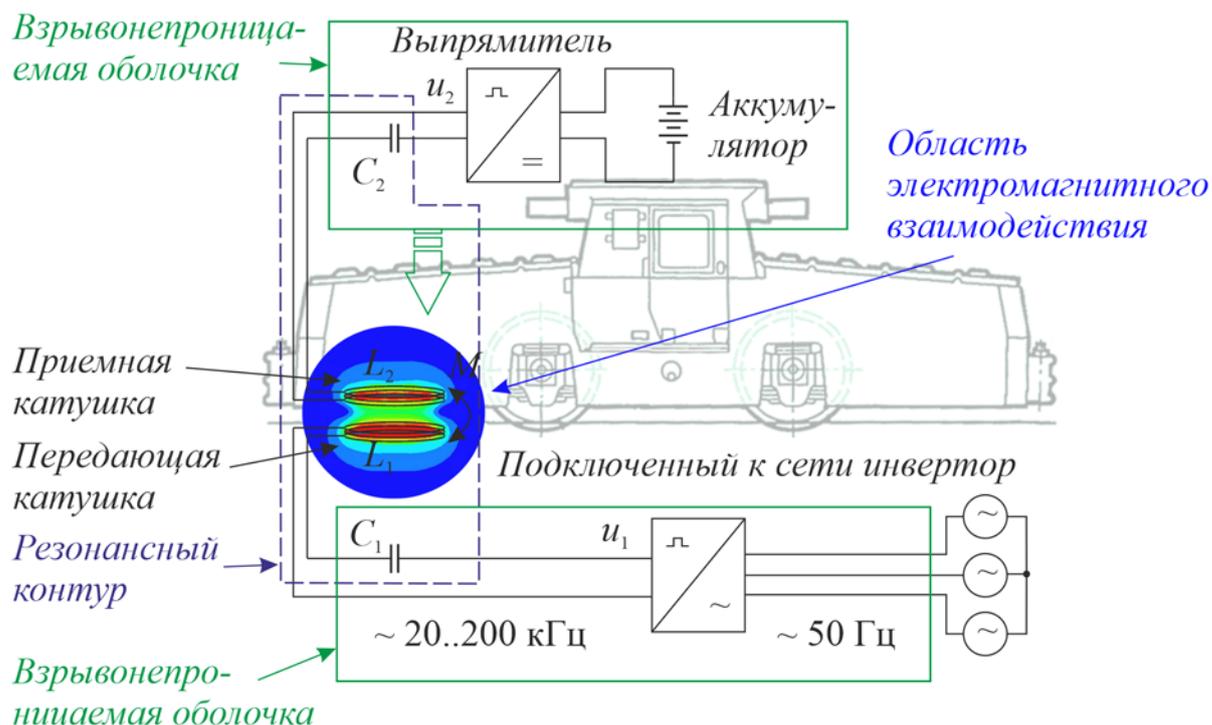


Рисунок 2.2 - Укрупненная конструктивная схема системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза

Результаты данного анализа должны учитываться при выборе схемотехнических решений и конструктивных решений системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза или в ходе оптимизации параметров ее передающей и приемной катушек.

Блок 1. Рассматриваемая система предполагается к использованию в потенциально взрывоопасной пыле-газо-воздушной смеси атмосферы предприятий подземной добычи полезных ископаемых. Предотвратить возникновение взрывоопасной среды в рассматриваемых условиях невозможно.

Блок 2. Возможно появление взрывоопасной среды внутри любых элементов системы: приемная цепь и выпрямитель, а также передающая цепь и инвертор. В связи с этим, все элементы должны быть оборудованы средствами взрывозащиты.

Блок 3. Потенциальными источниками воспламенения являются электрические искры, высокая температуры поверхностей нагрева, электромагнитное излучение. Поэтому перечисленные элементы должны быть помещены в корпуса с

видом защиты взрывонепроницаемая оболочка. Элементы передающей цепи должны быть размещены в отдельном корпусе с маркировкой взрывозащиты РВ ExdI, а элементы принимающей цепи в общем взрывозащищенном корпусе рудничного электровоза. Однако к приемной и передающей катушкам данный вид взрывозащиты не подходит, поскольку наличие металлических листов между приемной и передающей катушками вследствие наведения в них вихревых токов снижает эффективность беспроводной передачи энергии практически до нуля и как поверхность нагрева будет фактически являться дополнительным источником воспламенения. В то же время, в [225] показано, что размещение между катушками панелей из диэлектрика снижает эффективность незначительно, следовательно, для них возможно применение взрывозащиты вида герметизация компаундом.

Блок 4. В собранном виде в ожидаемом нормальном режиме работы единственным потенциальным источником воспламенения в системе беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза остается электромагнитное излучение, а наиболее опасной ситуацией является попадание в пространство между передающей и приемной катушками посторонних металлических предметов.

Требования нормативных документов, относящиеся к влиянию высокочастотного переменного магнитного поля, создаваемого в области электромагнитного взаимодействия, содержатся в государственном стандарте [226]. Так, переменное магнитное поле продуцирует нагрев вихревыми токами металлических элементов, располагающихся вблизи катушек, при этом максимальная температура поверхности оборудования должна быть не более 150°C для поверхностей, на которых возможно отложение угольной пыли в виде слоя и 450°C если отложение угольной пыли в виде слоя является маловероятным. Чем меньше площадь нагреваемой поверхности, тем выше требуется ее температура, способная воспламенить взрывоопасную среду, в связи с чем [226] предлагает повышающие температурные коэффициенты в зависимости от площади вплоть до допустимых 950°C при площади менее 20 мм². Обеспечение данного требования решается конструктивными методами, например, дополнительным ребрением наружных поверхностей, и не влияет на схемотехнические решения системы беспроводного заряда.

Кроме этого, [226] для источников радиочастотных излучений с частотой от 9 кГц до 60 ГГц устанавливает пороговую мощность 6 Вт для непрерывных и импульсных передач с длительностью импульса, превышающей время теплового инициирования 200 мкс, а для импульсных радиолокационных и других аналогичных передач значения пороговой энергии не должно превышать 1500 мкДж. С одной стороны, приведенный частотный диапазон электромагнитного излучения включает диапазон частот переменного магнитного поля, создаваемого в области электромагнитного взаимодействия, а значит электротехнические параметры системы беспроводного заряда аккумуляторов, определяющие энергию электромагнитного излучения, должны подбираться с учетом данных ограничений. С другой стороны, применяемые под землей промышленные приборы, генерирующие такое радиочастотное излучение, относятся к радиосвязи, а, следовательно, речь идет о передаче электромагнитного излучения радиочастотного диапазона на высокие расстояния, тогда как область электромагнитного взаимодействия по ширине составляет порядка десяти сантиметров. И в данном случае по аналогии с площадью нагреваемой поверхности правомерной является гипотеза о допустимости передачи с помощью высокочастотного переменного магнитного поля энергии более высокой мощности, чем указано в [226], при условии малой дальности передачи.

При этом следует иметь в виду, что вероятность воспламенения атмосферы, опасной по газу и пыли, от действия высокочастотного переменного магнитного поля в области электромагнитного взаимодействия появляется только если между катушками находятся металлические предметы, причем воспламенение носит именно тепловой характер. Температура нагрева в этом случае будет определяться энергетическим балансом, определяемым количеством поглощаемой предметом энергии магнитного поля и тепловой энергией, отдаваемой металлическим предметом в окружающую среду посредством теплопереноса. Для выявления условий такого баланса необходимо определить мощность высокочастотного магнитного поля, преобразовываемую в тепло, и тепловую мощность, передаваемую в окружающую среду.

Механизм преобразования энергии высокочастотного переменного магнитного поля в металлическом предмете в тепловую энергию заключается в возникновении в толще металла вихревых токов, которые в свою очередь, за счет омических потерь выделяют тепло. Физика процессов протекания вихревых токов такова, что они пытаются препятствовать изменению магнитного поля внутри проводника. Таким образом, они снижают скорость изменения напряженности магнитного поля внутри проводника относительно напряженности магнитного поля за его пределами. Исходя из этих соображений можно утверждать, что мощность, выделяемая в виде тепла в проводнике, не может превышать мощности магнитного поля, ограниченного объемом проводника, в котором протекают вихревые токи [227]. Плотность энергии магнитного поля w_m в некоторой точке пространства определяется выражением:

$$w_m = \frac{\mu_0 H^2}{2} = \frac{B^2}{2\mu_0},$$

где H – напряженность магнитного поля; B – индукция магнитного поля; μ_0 – магнитная проницаемость вакуума.

Энергия магнитного поля W_m , находящегося в некотором объеме пространства, будет определяться выражением:

$$W_m = \int_v w dv = \int_v \frac{\mu_0 H^2}{2} dv = \int_v \frac{B^2}{2\mu_0} dv,$$

а мощность этого магнитного поля P_m будет определяться скоростью ее изменения:

$$P_m = \frac{d}{dt} \left(\int_v \frac{B(t)^2}{2\mu_0} dv \right).$$

Примем, что источником магнитного поля является высокочастотный переменный ток, изменяющийся во времени синусоидально. В таком случае, учитывая, что ток и создаваемая им индукция магнитного поля – это величины однозначно связанные, индукция магнитного поля, созданная в каждой точке пространства, также будет иметь синусоидальный характер изменения:

$$B(t) = B_{\max} \sin(\omega t),$$

где B_{\max} – амплитудное значение индукции магнитного поля; ω – угловая частота.

В таком случае величина мощности магнитного поля будет определяться уравнением:

$$P_m = \left(\int_v \frac{B_{\max}^2}{\mu_0} dv \right) \omega \sin(2\omega t).$$

Таким образом, мощность магнитного поля, проходящего через объем V , будет изменяться по синусоидальному закону с двойной частотой относительно частоты изменения индукции магнитного поля. Приняв распределение B равномерным по объему V , амплитудное значение мощности магнитного поля, преобразовываемой в тепло, будет определяться выражением:

$$P_m = \frac{\omega B_{\max}^2 V}{\mu_0}. \quad (2.1)$$

Нагрев металлического предмета высокочастотным переменным магнитным полем можно рассматривать как нагрев от внутреннего источника энергии. Учитывая, что теплопроводность металлов достаточно большая, будем считать, что потенциал теплового поля распределен по объему металлического предмета равномерно. Теплопередачу от металлического предмета в окружающую воздушную среду будем рассматривать при отсутствии принудительных потоков воздуха, за счет естественной конвекции. Тепловое равновесие по завершению тепловых переходных процессов будет определяться выражением:

$$P = \alpha \tau, \quad (2.2)$$

где α – коэффициент температуропроводности; τ – превышение температуры металлического предмета над температурой окружающей среды.

В [228] приводятся расчетные формулы определения α для сферы, цилиндра и плоской поверхности. При этом вид расчетной формулы зависит от произведения числа Прандтля Pr и числа Грасгофа Gr :

$$\begin{cases} \alpha = A_1 \sqrt[8]{\frac{\tau}{l^5}} \text{ при } PrGr \leq 500; \\ \alpha = A_2 \sqrt[4]{\frac{\tau}{l}} \text{ при } 500 < PrGr < 2 \cdot 10^7; \\ \alpha = A_3 \sqrt[3]{\tau} \text{ при } PrGr \geq 2 \cdot 10^7, \end{cases} \quad (2.3)$$

где A_1, A_2, A_3 – коэффициенты, зависящие от температуры воздуха; l – габаритный размер охлаждаемой поверхности. Значение l является диаметром для сферы или горизонтальной трубы, высотой плоской поверхности или вертикальной трубы, наименьшей длиной горизонтальной плоской поверхности.

Значение $PrGr$ также зависит от превышения температуры над окружающей средой и геометрических размеров поверхностей, через которую осуществляется теплопередача. В таблице 2.1 для различных температурных классов взрывобезопасности по [226] приведены геометрические размеры нагреваемого тела, соответствующие граничным параметрам $PrGr$. При расчетах температура нагреваемого тела принималась равной максимальной температуре поверхности оборудования для соответствующего температурного класса, а температура окружающей среды равной $+40$ °С.

Таблица 2.1

Соответствие геометрических размеров нагреваемого тела
граничным значениям параметра $PrGr$

Температурный класс	Максимальная температура поверхности оборудования, °С	l , м		
		$PrGr \leq 500$	$500 < PrGr < 2 \cdot 10^7$	$PrGr \geq 2 \cdot 10^7$
T1	450	до 0.002574	от 0.002574 до 0.088044	от 0.088044
T2	300	до 0.002997	от 0.002997 до 0.10248	от 0.10248
T3	200	до 0.003523	от 0.003523 до 0.120482	от 0.120482

Соответствие геометрических размеров нагреваемого тела
границным значениям параметра $PrGr$

Температурный класс	Максимальная температура поверхности оборудования, °С	$l, \text{ м}$		
		$PrGr \leq 500$	$500 < PrGr < 2 \cdot 10^7$	$PrGr \geq 2 \cdot 10^7$
T4	135	до 0.004191	от 0.004191 до 0.143347	от 0.143347
T5	100	до 0.004885	от 0.004885 до 0.167075	от 0.167075
T6	85	до 0.005377	от 0.005377 до 0.18389	от 0.18389

Определение предельной величины амплитудного значения магнитной индукции, гарантирующей, что максимально возможная температура поверхности тела, подвергающегося индукционному нагреву, не будет превышать максимально допустимой температуры, должно проводиться исходя из температурного класса взрывобезопасности, определяющего максимальную температуру поверхности оборудования, и из его геометрических размеров. Для расчета воспользуемся зависимостью, полученной путем подстановки (2.1) и (2.3) в (2.2):

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{\max} = \sqrt{\frac{\mu_0 \tau}{\omega V}} A_1 \sqrt[8]{\frac{\tau}{l^5}} \text{ при } PrGr \leq 500; \\ B_{\max} = \sqrt{\frac{\mu_0 \tau}{\omega V}} A_2 \sqrt[4]{\frac{\tau}{l}} \text{ при } 500 < PrGr < 2 \cdot 10^7; \\ B_{\max} = \sqrt{\frac{\mu_0 \tau}{\omega V}} A_3 \sqrt[3]{\tau} \text{ при } PrGr \geq 2 \cdot 10^7. \end{array} \right. \quad (2.4)$$

С учетом зависимости объема тела от его габаритных размеров, в таблице 2.2 приведены уравнения, определяющие максимально допустимую величину амплитудного значения магнитной индукции для подвергающихся индукционному нагреву предметов, имеющих форму шара и куба.

Уравнения для расчета предельной величины амплитудного значения магнитной индукции

Граничные значения	Форма тела, подвергающегося индукционному нагреву	
	Шар	Куб
$PrGr \leq 500$	$B_{\max} = \sqrt{\frac{6\mu_0\tau}{\omega\pi l^3}} A_1 \sqrt[8]{\frac{\tau}{l^5}}$	$B_{\max} = \sqrt{\frac{\mu_0\tau}{\omega l^3}} A_1 \sqrt[8]{\frac{\tau}{l^5}}$
$500 < PrGr < 2 \cdot 10^7$	$B_{\max} = \sqrt{\frac{6\mu_0\tau}{\omega\pi l^3}} A_2 \sqrt[4]{\frac{\tau}{l}}$	$B_{\max} = \sqrt{\frac{\mu_0\tau}{\omega l^3}} A_2 \sqrt[4]{\frac{\tau}{l}}$
$PrGr \geq 2 \cdot 10^7$	$B_{\max} = \sqrt{\frac{6\mu_0\tau}{\omega\pi l^3}} A_3 \sqrt[3]{\tau}$	$B_{\max} = \sqrt{\frac{\mu_0\tau}{\omega l^3}} A_3 \sqrt[3]{\tau}$

Анализируя данные уравнения, можно сделать вывод, что при равных значениях геометрического размера l , для предмета кубической формы предельная индукция магнитного поля будет меньше, чем для шарообразной. Для наглядности, на рисунке 2.3 показаны графики зависимостей предельного амплитудного значения магнитной индукции от габаритных размеров нагреваемого тела кубической формы.

Семейства кривых, построенные для каждого интервала параметра $PrGr$, отражают различные по величине превышения температуры металлического предмета над температурой окружающей среды и выбраны исходя из максимальной температуры поверхности оборудования для различных температурных классов взрывобезопасности по ГОСТ 31610.0–2019 при температуре окружающей среды $+40$ °С. Можно отметить, увеличение параметра $PrGr$ для нагреваемого тела с конкретными габаритами приводит к снижению предельного амплитудного значения магнитной индукции. Та же тенденция наблюдается при увеличении габаритных размеров нагреваемого тела.

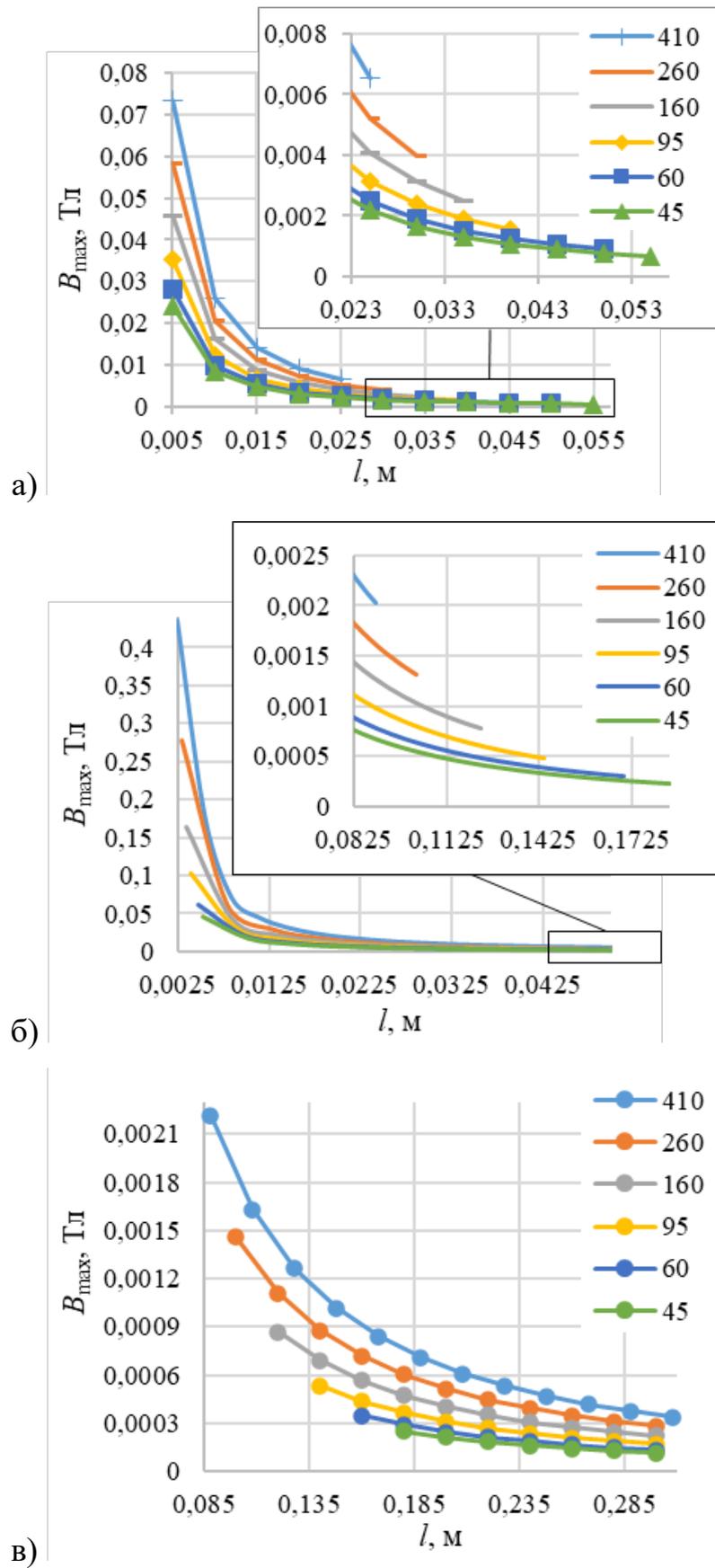


Рисунок 2.3 - Предельное амплитудное значение магнитной индукции для разных значений параметра $PrGr$: а) $PrGr \leq 500$; б) $500 < PrGr < 2 \cdot 10^7$; в) $PrGr \geq 2 \cdot 10^7$

Зависимости, приведенные на рисунке 2.3 можно использовать для оценки безопасности применения системы беспроводного заряда аккумуляторов во взрывоопасной атмосфере. Если для конкретной системы беспроводного заряда при конкретных габаритных размерах нагреваемого тела индукция магнитного поля находится ниже линии на графике, то гарантированно за счет индукционного нагрева температура поверхности предмета не поднимется выше предельной температуры. Если же индукция магнитного поля будет выше указанной линии, опасность воспламенения атмосферы существует, но в то же время это не является однозначным основанием для утверждения, что предмет нагреется выше предельной температуры. Данное обстоятельство обусловлено тем, что не вся мощность, проходящая через объем, занятый электропроводящим телом, будет им поглощена. Помимо этого, в уравнениях используется амплитудное значение мощности магнитного поля, в то же время, при относительно больших габаритах тела его тепловая инерционность будет сглаживать процесс теплопереноса, в результате чего температуру поверхности будет определяться среднеквадратичным значением мощности. Исходя из этого каждый случай превышения предельной индукции магнитного поля для конкретной системы беспроводного заряда при конкретных габаритных размерах нагреваемого тела требует дополнительных исследований.

Приведенный подход к оценке взрывобезопасности системы беспроводного заряда не ограничивает напрямую выбор конкретных схемотехнических решений и конструктивных решений системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза и может использоваться как инструмент для оценки уже сформированного технического решения. Тем не менее, он показывает, что при выборе данного решения фактор опасности электромагнитного поля должен обязательно приниматься во внимание.

2.2. Обоснование критериев оценки технических решений

Проведенный анализ существующих систем беспроводного заряда для аккумуляторов электромобилей показал, что вариантов их конструкций и схемотехнических решений слишком много [229], чтобы, рассматривая систему беспро-

водного заряда для аккумуляторов рудничного электровоза, допустить произвольный выбор какого-то одного варианта. В связи с этим, для выбора конкретных конструкций и схемотехнических решений, наиболее отвечающих рассматриваемым условиям, целесообразно использовать методы системного анализа.

Поскольку рассмотренное выше многообразие систем беспроводного заряда описано иерархической классификацией, логичным является использование метода анализа иерархий [230, 231], который представляет собой математический инструмент системного анализа для принятия решений в сложных задачах, не имеющих однозначного верного решения. Данный метод позволяет решить задачу, основываясь на экспертном опыте, знаниях и понимании проблемы.

В рамках метода анализа иерархий предполагается для каждого из возможных решений выполнить парные сравнения относительно критериев оценки, которым данное решение должно удовлетворять, после чего определить локальные приоритеты решений относительно каждого критерия и глобальные приоритеты, определяющие итоговое решение. Таким образом, важным этапом применения метода анализа иерархий для сложных технических решений является обоснование критериев оценки, которым данное решение должно удовлетворять.

Большинство разработчиков систем беспроводного заряда аккумуляторных батарей в качестве критериев оценки рассматривают энергетическую эффективность, передаваемую мощность и т.п. Для рассматриваемой системы при выборе критериев для оценки решений будем опираться на набор критериев эффективности, предложенный в [232]:

1) КПД беспроводной передачи энергии η (не включает в себя КПД силовых полупроводниковых преобразователей).

2) Коэффициент передачи по току k_i , показывающий отношение тока нагрузки (зарядный ток аккумулятора), равного току приемной цепи, ко входному напряжению. Данный коэффициент характеризует мощность, переданную в нагрузку при фиксированном входном напряжении.

3) Коэффициенты превышения напряжения на конденсаторах резонансного контура над входным напряжением, а именно k_{C1} для передающей цепи и k_{C2} для

приемной цепи, характеризующие класс напряжения этих конденсаторов. Данный коэффициент характеризует не только величину напряжения, но и габаритные размеры, поскольку конденсаторы более высокого класса и габариты имеют выше.

4) Отношение тока передающей катушки к току принимающей катушки a_i . Данное отношение характеризует не только максимально допустимый ток силовых полупроводниковых ключей, но рабочий частотный диапазон системы, максимально допустимый ток при изменении рабочей частоты так же меняется.

Для оценки решений системы беспроводного заряда рудничного электровоза данный набор является неполным, поскольку не отражает вопросов безопасности. Так, выше было показано, что при такой оценке обязательно должен приниматься во внимание фактор опасности электромагнитного поля. Однако, для электротехнического оборудования нормативными документами ограничиваются и иные электрические параметры [233]. Чтобы составить полный набор критериев безопасности был выполнен анализ нормативных документов [215, 226, 234-244], откуда были выбраны требования, непосредственно относящиеся к рассматриваемой задаче (см. таблицу 2.3). Полный набор критериев, представленный в иерархической форме, приведен на рисунке 2.4.

Таблица 2.3

Анализ нормативных документов

Нормативный документ	Цитата, относящаяся к задаче	Формулировка критерия безопасности
[234]	4.3.1 Значения путей утечки зависят от величины рабочего напряжения, сопротивления трекингу электроизоляционного материала и профиля его поверхности.*	Длина путей утечки
[236]	4.8.3.2 На предприятии-изготовителе многожильные кабели должны подвергаться по	Максимальное импульсное

Анализ нормативных документов

Нормативный документ	Цитата, относящаяся к задаче	Формулировка критерия безопасности
	крайней мере одному нижеописанному ди-электрическому испытанию, напряжение пробоя изоляции должно подтверждаться в документах изготовителя кабеля.**	напряжение
[226]	4.5.1 Максимальная температура поверхности оборудования не должна превышать: – 150 °С на любой поверхности, где может образоваться слой угольной пыли; – 450 °С где, как ожидается, не сформируется слой угольной пыли.	Температура поверхности оборудования
[226]	4.9.2 Радиочастотное излучение от оборудования. Энергия радиочастотного излучения не должна превышать 6 Вт.***	Энергия электромагнитного излучения
[226]	6.6.2 Источники радиочастотных излучений. Пороговая мощность РЧ-излучений (от 9 кГц до 60 ГГц) для непрерывных и импульсных передач с длительностью импульса, превышающей время теплового инициирования, не должна быть более приведенной...	Частота электромагнитного излучения
[226]	6.4 Блуждающие токи в оболочках (например, крупных электрических машин). В необходимых случаях должны быть приняты меры для защиты от влияния присутствия блуждающих токов, вызываемых магнитными полями, дуговых или искровых разрядов, которые могут	Блуждающие токи в оболочках, вызванные полями рассеяния

Анализ нормативных документов

Нормативный документ	Цитата, относящаяся к задаче	Формулировка критерия безопасности
	возникать при прерывании блуждающих токов, или высокой температуры отдельных частей оборудования, обусловленной протеканием блуждающих токов.	
[215]	Таблица 5.72 Напряженность электрического поля в радиочастотном диапазоне: - от 0,03 до 3 МГц, В/м, не более; 50 - от 3 до 30 МГц, В/м, не более; 30 - от 30 до 300 МГц, В/м, не более 10	Напряженность электрического поля
[215]	Таблица 5.72 Напряженность магнитного поля в радиочастотном диапазоне: - от 0,03 до 3 МГц, Н, А/м, не более; 5,0 - от 30 до 50 МГц, Н, А/м, не более 0,3	Напряженность магнитного поля

* – чем больше напряжение, тем больше должны быть пути утечки и тем больше будут габаритные размеры при одних и тех же материалах.

** – высокочастотное напряжение даже при его низкой амплитуде способствует ускоренному износу диэлектрических свойств изоляции, при этом в резонансном контуре за счет влияния конденсаторов возможно превышение напряжения над входным напряжением.

*** – используется гипотеза о допустимости передачи с помощью высокочастотного переменного магнитного поля энергии более высокой мощности при условии ограниченности дальности передачи.



Рисунок 2.4 - Иерархия критериев

Согласно [230] в соответствии с приведенной иерархией следует попарно сопоставить все полученные критерии, составив матрицы парных сравнений (МПС), что позволит определить относительную важность каждого критерия для решения рассматриваемой задачи. Поскольку для сравнения полученных критериев нельзя использовать количественные показатели, для оценки будем использовать семнадцатизначную шкалу Саати:

- 1 – равная важность альтернатив;
- 3 – небольшое превосходство строки над столбцом;
- 5 – среднее превосходство строки над столбцом;
- 7 – сильное превосходство строки над столбцом;

9 – абсолютное превосходство строки над столбцом;

1/3 – небольшое отставание строки от столбца;

1/5 – среднее отставание строки от столбца;

1/7 – сильное отставание строки от столбца;

1/9 – абсолютное отставание строки от столбца;

2, 4, 6, 8, 1/2, 1/4, 1/6, 1/8 – промежуточные значения.

Рассмотрим критерии второго уровня $K_{1.1}$ и $K_{1.2}$ относительно главного критерия K_1 исходя из того, что в условиях предприятий подземной добычи полезных ископаемых опасных по газу и пыли безопасность важнее эффективности. С учетом такой оценки получим МПС C_{K_1} :

$$C_{K_1} = \begin{pmatrix} 1 & 3 \\ 1/3 & 1 \end{pmatrix} \begin{matrix} |K_{1.1} \\ |K_{1.2} \end{matrix}. \quad (2.5)$$

Для определения локальных приоритетов при сравнении критериев в МПС относительно критерия K_i вычислим вектор относительной важности, для чего необходимо суммировать элементы каждой строки МПС и нормализовать делением каждой суммы на сумму всех элементов:

$$s_i = \sum_{j=1}^n x_{ij}; \quad \Sigma s = \sum_{i=1}^n s_i; \quad W_i = s_i / \Sigma s.$$

Таким образом вектор относительной важности W_{K_1} для МПС по (2.5):

$$W_{K_1} = \begin{pmatrix} 0,75 \\ 0,25 \end{pmatrix}. \quad (2.6)$$

Далее по очереди оценим критерии третьего уровня относительно критериев второго уровня. Здесь предполагаем, что критерии безопасности и критерии эффективности частично зависят друг от друга, т.е. иерархия является полной, а критерии нельзя рассматривать по отдельности. Например, чем ниже КПД, тем выше выделение тепла и тем выше температура поверхности оборудования. Парное сравнение независимых друг от друга критериев, как, например, температура поверхности оборудования и максимальный ток ключей силовых полупроводниковых преобразователей приняты нулевыми. С учетом этого получим две МПС

$C_{K1.1}$ и $C_{K1.2}$ размера 15×15 и два вектора относительной важности $W_{K1.1}$ и $W_{K1.2}$, приведенных в (2.7) и (2.8) соответственно.

$$C_{K1.1} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 2 & 3 & 3 & 5 & 5 & 2 & 2 & 0 & 5 & 2 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 3 & 3 & 3 & 7 & 5 & 3 & 1 & 0 & 5 & 2 & 5 & 0 & 0 \\ 1/2 & 1/3 & 1 & 1 & 1 & 1 & 2 & 1 & 1/2 & 0 & 2 & 1 & 1/2 & 0 & 0 \\ 1/3 & 1/3 & 1 & 1 & 1 & 1 & 2 & 1/2 & 1 & 0 & 1 & 1 & 2 & 0 & 0 \\ 1/3 & 1/3 & 1 & 1 & 1 & 1/2 & 3 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 2 & 0 & 0 \\ 1/5 & 1/7 & 1 & 1 & 2 & 1 & 1 & 1/3 & 1/5 & 0 & 1 & 1 & 1/5 & 0 & 0 \\ 1/5 & 1/5 & 1/2 & 1/2 & 1/3 & 1 & 1 & 1/2 & 1/5 & 0 & 1 & 1/3 & 1/5 & 0 & 0 \\ 1/2 & 1/3 & 1 & 2 & 1 & 3 & 2 & 1 & 1 & 0 & 3 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1/2 & 1 & 2 & 1 & 1 & 5 & 5 & 1 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/5 & 1/5 & 1/2 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1/3 & 1/3 & 0 & 1 & 1/2 & 1/5 & 0 & 0 \\ 1/2 & 1/2 & 1 & 1 & 1 & 1 & 3 & 1 & 1/2 & 0 & 2 & 1 & 1/2 & 0 & 0 \\ 1 & 1/5 & 2 & 1/2 & 1/2 & 5 & 5 & 1 & 1 & 0 & 5 & 2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{matrix} K1.1.1 \\ K1.1.2 \\ K1.1.3 \\ K1.1.4 \\ K1.1.5 \\ K1.1.6 \\ K1.1.7 \\ K1.1.8; \\ K1.2.1 \\ K1.2.2 \\ K1.2.3 \\ K1.2.4 \\ K1.2.5 \\ K1.2.6 \\ K1.2.7 \end{matrix} \quad (2.7)$$

$$W_{K1.1} = \begin{pmatrix} 0,15 \\ 0,19 \\ 0,06 \\ 0,06 \\ 0,06 \\ 0,04 \\ 0,03 \\ 0,08 \\ 0,11 \\ 0,00 \\ 0,03 \\ 0,06 \\ 0,12 \\ 0,00 \\ 0,00 \end{pmatrix} .$$

$$C_{K1.2} = \begin{pmatrix} 1 & 1/3 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 0 & 1 & 1 & 1/5 & 1/3 & 1/2 & 1/2 & 1 & 1 & 2 \\ 3 & 1 & 3 & 2 & 2 & 0 & 3 & 2 & 1 & 5 & 3 & 3 & 1 & 3 & 2 \\ 2 & 1/3 & 1 & 1/3 & 1/3 & 0 & 2 & 1/2 & 1/5 & 1 & 1 & 1 & 1/3 & 2 & 3 \\ 2 & 1/2 & 3 & 1 & 1 & 0 & 3 & 3 & 1/2 & 2 & 3 & 3 & 1/5 & 2 & 3 \\ 2 & 1/2 & 3 & 1 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1/2 & 2 & 4 & 3 & 1/5 & 2 & 2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1/3 & 1/2 & 1/3 & 1/3 & 0 & 1 & 1/5 & 1/5 & 1/2 & 1 & 1/2 & 1/7 & 1 & 1 \\ 1 & 1/2 & 2 & 1/3 & 1/2 & 0 & 5 & 1 & 1/5 & 1 & 1 & 2 & 1/3 & 2 & 2 \\ 5 & 1 & 5 & 2 & 2 & 0 & 5 & 5 & 1 & 5 & 5 & 5 & 3 & 7 & 7 \\ 3 & 1/5 & 1 & 1/2 & 1/2 & 0 & 2 & 1 & 1/5 & 1 & 1/2 & 1 & 1/7 & 2 & 2 \\ 2 & 1/3 & 1 & 1/3 & 1/4 & 0 & 1 & 1 & 1/5 & 2 & 1 & 1 & 1/5 & 1 & 2 \\ 2 & 1/3 & 1 & 1/3 & 1/3 & 0 & 2 & 1/2 & 1/5 & 1 & 1 & 1 & 1/3 & 2 & 2 \\ 1 & 1 & 3 & 5 & 5 & 0 & 7 & 3 & 1/3 & 7 & 5 & 3 & 1 & 7 & 7 \\ 1 & 1/3 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 0 & 1 & 1/2 & 1/7 & 1/2 & 1 & 1/2 & 1/7 & 1 & 1 \\ 1/2 & 1/2 & 1/3 & 1/3 & 1/2 & 0 & 1 & 1/2 & 1/7 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/7 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{matrix} K1.1.1 \\ K1.1.2 \\ K1.1.3 \\ K1.1.4 \\ K1.1.5 \\ K1.1.6 \\ K1.1.7 \\ K1.1.8; \\ K1.2.1 \\ K1.2.2 \\ K1.2.3 \\ K1.2.4 \\ K1.2.5 \\ K1.2.6 \\ K1.2.7 \end{matrix} \quad (2.8)$$

$$W_{K1.2} = \begin{pmatrix} 0,03 \\ 0,11 \\ 0,05 \\ 0,09 \\ 0,08 \\ 0,00 \\ 0,03 \\ 0,06 \\ 0,19 \\ 0,05 \\ 0,04 \\ 0,05 \\ 0,18 \\ 0,03 \\ 0,02 \end{pmatrix} .$$

Полученные МПС следует проверить на согласованность. Несогласованность МПС выражается в нарушении транзитивности отношения превосходства – если $A > B$ и $B > C$, то должно быть $A > C$. Нарушение, т.е. $A > B$, $B > C$, но при этом $C > A$, возможно, поскольку альтернативы сравниваются попарно и производится

не объективное количественное сравнение той или иной альтернативы, а проводится сравнение превосходства по шкале Саати, используя собственный опыт или экспертную оценку, которые не всегда объективны. Для проверки вынесенных оценок на согласованность используется расчёт индекса согласованности (ИС).

Для начала нужно произвести расчёт максимального собственного значения матрицы:

$$\lambda_{max} = V_1 R_1 + V_2 R_2 + \dots + V_n R_n,$$

где R_n – сумма элементов n -ого столбца, а V_i – строки вектора локальных приоритетов, вычисляемого как:

$$p_i = \sqrt[n]{\prod_{j=1}^n x_{ij}}; \Sigma p = \sum_{i=1}^n p_i; V_i = p_i / \Sigma p.$$

Часто $\lambda_{max} \geq n$ и чем ближе значение λ_{max} к порядку матрицы n , тем выше будет её значение согласованности. Расчет ИС производится следующим образом:

$$k_{ИС} = \frac{\lambda_{max} - n}{n - 1}.$$

При $n \leq 2$ всегда $k_{ИС} = 0$. Чтобы количественно оценить ИС при $n > 2$ его сравнивают с индексом случайной согласованности (СС) – это индекс согласованности от сгенерированной случайным образом обратно-симметричной матрицы, заполненной по шкале Саати. Эта величина для матриц разной размерности приведена в таблице 2.4. Сравнение ИС и СС производят через отношение согласованности (ОС), которое вычисляется как:

$$k_{ОС} = \frac{k_{ИС}}{k_{СС}}.$$

Когда $k_{ОС} \leq 0,1$ и $k_{ИС} \leq 0,1$ считается, что МПС согласована, однако в системах с большим количеством критериев допускается $k_{ОС} \leq 0,2$.

Таблица 2.4

Величины случайной согласованности

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$k_{СС}$	0	0	0,58	0,9	1,12	1,24	1,32	1,41	1,45	1,49	1,51	1,48	1,56	1,57	1,59

Индексы согласованности $k_{ИСК1.1}$ и $k_{ИСК1.2}$, а также отношения согласованности $k_{ОСК1.1}$ и $k_{ОСК1.2}$ для МПС приведенных в (2.7) и (2.8) составляют:

$$k_{ИСК_{K1.1}} = 0,082 \leq 0,1; k_{ИСК_{K1.2}} = 0,098 \leq 0,1;$$

$$k_{ОСК_{K1.1}} = 0,056 \leq 0,2; k_{ОСК_{K1.2}} = 0,062 \leq 0,2,$$

что свидетельствует о корректности вынесенной оценки.

По полученным в (2.6)-(2.8) векторам относительной важности выполним итоговый расчет коэффициентов относительной важности каждого критерия для решения рассматриваемой задачи:

$$W_K = (W_{K1.1}, W_{K1.2}) \cdot W_{K1} = \begin{pmatrix} 0,133 \\ 0,174 \\ 0,055 \\ 0,063 \\ 0,067 \\ 0,036 \\ 0,028 \\ 0,077 \\ 0,125 \\ 0,008 \\ 0,036 \\ 0,060 \\ 0,127 \\ 0,005 \\ 0,004 \end{pmatrix}, \quad (2.9)$$

который можно наглядно выразить на рисунке 2.5.

Полученный результат свидетельствует, что при оценке применимости технических решений систем беспроводного заряда аккумуляторных батарей для рудничного электровоза руководствоваться следует температурой поверхности оборудования электровоза, обусловленной тепловыделением элементов системы беспроводного заряда, заключенных во взрывонепроницаемую оболочку, а также энергией электромагнитного поля в области взаимодействия приемной и передающей катушек, величиной передаваемой мощности и КПД системы.

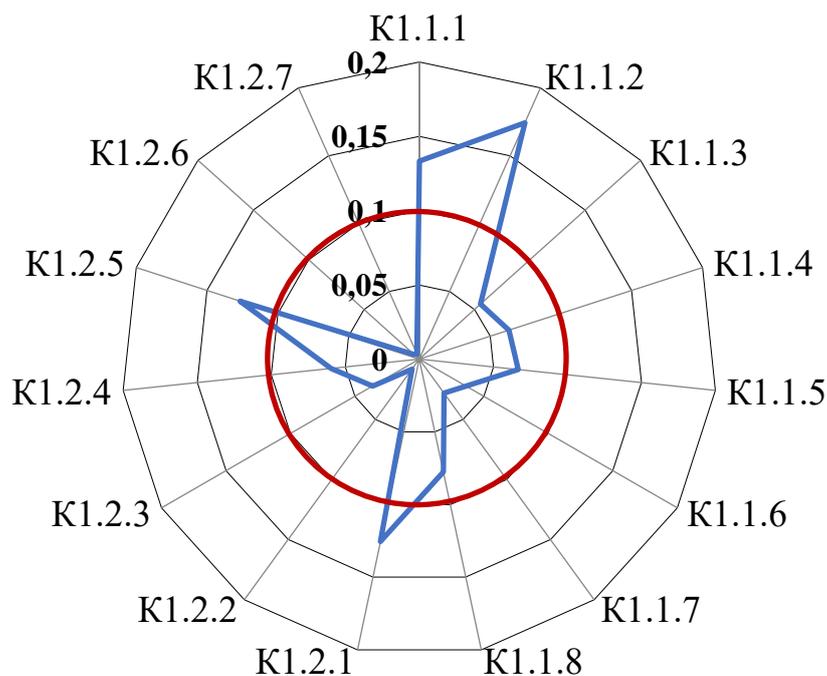


Рисунок 2.5 - Коэффициенты относительной важности критериев

Данные критерии служат для фильтрации заведомо непригодных технических решений и для первичного ранжирования пригодных. Остальные критерии следует учитывать только в случае анализа технических решений, представляющих собой близкие альтернативы.

2.3. Анализ иерархии технических решений

Выше было показано, что при выборе конкретных решений для системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза следует использовать метод анализа иерархий. Также установлено, что многообразие существующих систем беспроводного заряда описываются иерархической классификацией с глубиной описания в шесть уровней с минимум двумя категориями по каждому признаку. Столь высокая детализация не позволяет производить эффективные сравнения альтернатив в случае, когда используются не строгие количественные оценки, а экспертные оценки с использованием шкалы Саати. В связи с этим для анализа технических решений исходная классификация подвергнута редукции.

Так, например, не рассматриваются варианты управления системой беспроводного заряда, поскольку их выбор в первую очередь диктуется схмотехниче-

скими решениями силовых полупроводниковых преобразователей. Не рассматривается также тип высокочастотных ключей, поскольку в применимом к данной задаче диапазоне частот и мощностей наиболее применимы Si MOSFET. При выборе схемотехнических решений высокочастотного инвертора вариант резонансных инверторов отброшен, поскольку они больше подходят для маломощных систем, а матричные преобразователи, инверторы в режиме источника тока и источника напряжения рассматриваются в обобщенном виде с последующим уточнением при необходимости.

Из возможных топологий индуктивно-емкостной цепи рассматриваются только топологии SS и SP, поскольку они имеют подавляющее преимущество в сравнении с другими базовыми топологиями (см. рисунок 1.26), а также гибридные топологии (в обобщенном виде). Аналогично среди конструктивных исполнений катушек выделены круглые, прямоугольные и поляризованные катушки (в обобщенном виде).

Таким образом в качестве возможных решений будем рассматривать двухуровневую иерархию, описывающую основные элементы системы беспроводного заряда, показанную на рисунке 2.6.

В качестве критериев для сопоставления вариантов согласно выводам, из п. 2.2 будем рассматривать следующие:

К1 – температура поверхности оборудования;

К2 – энергия электромагнитного излучения;

К3 – передаваемая мощность;

К4 – КПД.

При сопоставлении относительно данных критериев, помимо характеристик отдельных решений, приведенных в п. 1.2 (например, матричные преобразователи в силу отсутствия промежуточного звена постоянного тока обладают меньшими габаритами и большим суммарным КПД, однако в приемной цепи и в цепи питания аккумуляторных батарей появляются гармоники двукратной частоты сети), будем учитывать также ограничения, накладываемые конструктивным исполнением.



Рисунок 2.6 - Иерархия решений

Например, если сравниваемые решения отличаются габаритами, с учетом ограниченного объема взрывонепроницаемой оболочки для более крупной альтернативы потребуется снизить мощность элементов.

Составим МПС для локальных приоритетов решений первого уровня R1-R4 по критерию K1. Для иллюстрации детально рассмотрим высокочастотные инверторы R1 относительно температуры поверхности оборудования K1.

Поскольку R1.1 имеют меньшие габариты и больший КПД, их греющие потери меньше, а значит температура поверхности оборудования ниже. Решения R1.2 и R1.3 приняты равнозначными. Таким образом:

$$C_{K1,R1} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 2 \\ 1/2 & 1 & 1 \\ 1/2 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{matrix} R1.1 \\ R1.2. \\ R1.3 \end{matrix}. \quad (2.10)$$

Рассуждая аналогичным образом получены МПС для R2-R4 по K1:

$$\begin{aligned}
C_{K1,R2} &= \left(\begin{array}{ccc|l} 1 & 1/2 & 1/2 & R\ 2.1 \\ 2 & 1 & 1 & R\ 2.2; \\ 2 & 1 & 1 & R\ 2.3 \end{array} \right) \\
C_{K1,R3} &= \left(\begin{array}{ccc|l} 1 & 5 & 3 & R\ 3.1 \\ 1/5 & 1 & 2 & R\ 3.2; \\ 1/3 & 1/2 & 1 & R\ 3.3 \end{array} \right) \\
C_{K1,R4} &= \left(\begin{array}{ccc|l} 1 & 1 & 3 & R4.1 \\ 1 & 1 & 3 & R4.2. \\ 1/3 & 1/3 & 1 & R4.3 \end{array} \right)
\end{aligned} \tag{2.11}$$

Все полученные МПС высоко согласованы. Индексы согласованности $k_{ИСК1R1} - k_{ИСК1R4}$, а также отношения согласованности $k_{ОСК1R1} - k_{ОСК1R4}$ для приведенных МПС составляют:

$$\begin{aligned}
k_{ИСК\ 1R1} = 0 \leq 0,1; \quad k_{ИСК\ 1R2} = 0 \leq 0,1; \quad k_{ИСК\ 1R3} = 0,08 \leq 0,1; \quad k_{ИСК\ 1R4} = 0 \leq 0,1; \\
k_{ОСК\ 1R1} = 0 \leq 0,2; \quad k_{ОСК\ 1R2} = 0 \leq 0,2; \quad k_{ОСК\ 1R3} = 0,14 \leq 0,2; \quad k_{ОСК\ 1R4} = 0 \leq 0,2,
\end{aligned}$$

что свидетельствует о корректности вынесенной оценки.

Общее решение R вбирает в себя по одному из элементов второго уровня решений R1-R4, которые могут комбинироваться между собой. Принимая во внимание, что парное сравнение есть отношение весов рассматриваемых решений относительно рассматриваемого критерия, а вес комбинационного решения определяется произведением весов составляющих его решений, МПС общих решений R определяется как произведение Кронекера для МПС решений R1, R2, R3 и R4:

$$C_{K1,R} = C_{K1,R1} \otimes C_{K1,R2} \otimes C_{K1,R3} \otimes C_{K1,R4}. \tag{2.12}$$

Для наглядности раскроем произведение Кронекера для двух последних сомножителей, демонстрирующее повышение размерности матриц:

$$C_{K1,R3} \otimes C_{K1,R4} = \left(C_{K1,R3} \begin{array}{c} C_{K1,R4} \end{array} \right) = \left(C_{K1,R3} \begin{array}{c} \left(\begin{array}{ccc} C_{K1,R4} \begin{array}{c} (1,1) \\ (1,2) \\ (1,3) \end{array} \\ C_{K1,R4} \begin{array}{c} (2,1) \\ (2,2) \\ (2,3) \end{array} \\ C_{K1,R4} \begin{array}{c} (3,1) \\ (3,2) \\ (3,3) \end{array} \end{array} \right) \end{array} \right),$$

а следовательно $C_{K1,R}$ является матрицей размерности 81×81 .

При этом следует учитывать, что не каждые решения второго уровня совместимы. Например, высокочастотный инвертор в режиме источника тока R1.2 неэффективно совмещать с последовательной топологией компенсационной цепи R3.1. Это значит, что иерархия не является полной, а, следовательно, оценка нереализуемых комбинаций и их обратных величин в соответствующем месте должна заменяться на ноль. Далее из полученной МПС вычисляется вектор локальных приоритетов решений $V_{K1,R}$:

$$V_{K1,R} = (V_{K1,R(i)}) = \frac{\sqrt[n]{\prod_{j=1}^n C_{K1,R(i,j)}}}{\sum_{k=1}^n \sqrt[n]{\prod_{j=1}^n C_{K1,R(k,j)}}}, \quad (2.13)$$

где $n=81$.

Аналогичным образом последовательно по каждому критерию K2-K4 для общих решений R получены МПС $C_{K2,R} - C_{K4,R}$. Далее из полученных МПС вычислены векторы локальных приоритетов решений $V_{K2,R} - V_{K4,R}$. Объединив $V_{K1,R} - V_{K4,R}$ получен общий вектор локальных приоритетов решений V_R из которого определяется вектор глобальных приоритетов G_R :

$$G_R = V_R \cdot V_K = (V_{K1,R}, V_{K2,R}, V_{K3,R}, V_{K4,R}) \cdot V_K, \quad (2.14)$$

где в соответствии с (2.9) и рисунком 2.5 элементы V_K приняты равными:

$$V_K = (0,133 \quad 0,147 \quad 0,125 \quad 0,127)^T.$$

Наилучшим решением будет являться то, для которого значение $G_{R(i)}$ максимально. В результате вычисления (2.14) получено, что глобальным приоритетом в рассматриваемом случае обладает решение $R_{(56)} = R1.3 \cup R2.1 \cup R3.1 \cup R4.2$ для которого $G_{R(56)} = 0,102$.

Исходя из полученного решения $R_{(56)}$ для системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза составляется электрическая схема. Решение R1.3 предполагает в качестве высокочастотного инвертора использовать двухступенчатый преобразователь в режиме источника напряжения, при этом шахтные сети электроснабжения являются трехфазными, соответственно, в схему включен

трехфазный мостовой диодный выпрямитель, емкостный фильтр в звене постоянного тока и полностью управляемый однофазный мостовой инвертор. Решение R2.1 предполагает пассивный силовой преобразователь постоянного тока в цепи заряда аккумулятора, соответственно в схему включен однофазный мостовой диодный выпрямитель. Решение R3.1 предполагает последовательную компенсационную цепь, соответственно элементы C_1 , L_1 и C_2 , L_2 на схеме соединены последовательно. Составленная таким образом электрическая схема показана на рисунке 2.7

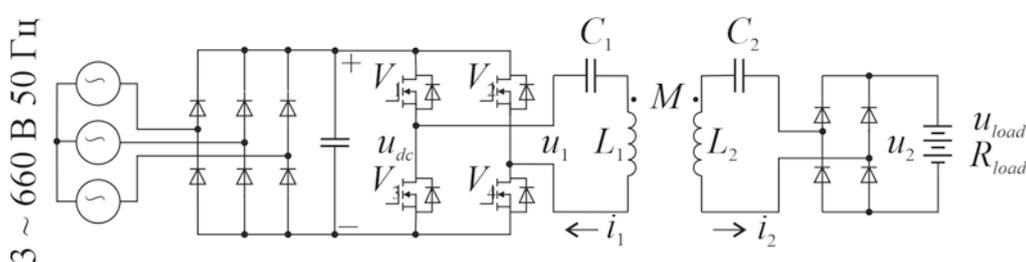


Рисунок 2.7 - Электрическая схема

системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза

Решение R4.2 из состава решения $R_{(56)}$ предполагает прямоугольное конструктивное исполнение передающей и приемной катушек. Данное решение на электрической схеме не отражается, но будет учитываться при определении размеров прямоугольника исходя из габаритов поверхности размещения на электровозе.

2.4. Выводы по разделу

1. Для системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза элементы передающей цепи должны быть размещены в отдельном корпусе с видом взрывозащиты взрывонепроницаемая оболочка, элементы принимающей цепи – в общем взрывозащищенном корпусе рудничного электровоза, а для приемной и передающей катушек должна быть применена взрывозащита в виде герметизации компаундом.

2. Если для конкретной системы беспроводного заряда при конкретных габаритных размерах нагреваемого тела индукция магнитного поля находится ниже

граничного амплитудного значения магнитной индукции для конкретного PrGr, то гарантированно за счет индукционного нагрева температура поверхности предмета не поднимется выше предельной температуры. Если же индукция магнитного поля будет выше, то опасность воспламенения рудничной атмосферы существует, но это не является однозначным основанием для утверждения, что предмет нагреется выше предельной температуры.

3. При оценке применимости технических решений систем беспроводного заряда аккумуляторных батарей для рудничного электровоза руководствоваться следует температурой поверхности оборудования электровоза, обусловленной тепловыделением элементов системы беспроводного заряда, заключенных во взрывонепроницаемую оболочку, а также энергией электромагнитного поля в области взаимодействия приемной и передающей катушек, величиной передаваемой мощности и КПД системы.

4. Наилучшим решением для системы беспроводного заряда рудничного электровоза является следующая совокупность схемотехнических и конструктивных решений: двухуровневый высокочастотный инвертор в режиме источника напряжения; пассивный выпрямитель; последовательная топология индуктивно-емкостного контура; прямоугольное конструктивное исполнение приемной и передающей катушек.

3. РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОГО ЗАРЯДА ДЛЯ ШАХТНОГО АККУМУЛЯТОРНОГО ЭЛЕКТРОВОЗА

3.1. Критерии эффективности системы беспроводного заряда

При разработке системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза даже для конкретного обоснованного схемотехнического решения возникает вопрос определения параметров элементов схемы и режимных параметров ее функционирования. Все эти параметры следует выбирать таким образом, чтобы функционирование системы беспроводного заряда было наиболее эффективно, при этом для обеспечения максимальной эффективности существуют два взаимодополняющих подхода.

Первый используется на этапе разработки и выполняет оптимизацию эффективности системы беспроводного заряда для заданных условий эксплуатации. Вторым подходом используется при эксплуатации и обеспечивает наилучшую эффективность при изменяющихся условиях эксплуатации, таких как отклонения напряжения питания, изменения расстояния между катушками и др.

Для реализации второго подхода используется система управления, которая в зависимости от обратной связи вносит коррективы в режимные параметры, например, изменяет напряжение передающей или приемной цепей. Использование системы управления дает наилучший результат, если параметры системы беспроводного заряда уже оптимизированы на этапе проектирования.

Любой из подходов к оптимизации требует анализа факторов, влияющих на эффективность системы беспроводного заряда. Так, на данную эффективность наибольшее влияние оказывает точность поддержания резонансного режима, а также геометрия и конструкция приемной и передающей катушек. Кроме того, режим работы будет существенно зависеть от изменения расстояния между катушками, их относительного расположения или наличия между катушками посторонних предметов [225].

Рабочее расстояние между катушками может быть увеличено при повышении рабочей частоты [19]. Также увеличение частоты способствует повышению

КПД беспроводной передачи энергии. Однако данные зависимости не носят линейный характер и имеют оптимум. При изменении рабочей частоты резонансного контура система беспроводного заряда изменяет свои свойства. Для их оценки служат амплитудно-частотные характеристики (АЧХ), показывающие зависимость тока нагрузки от частоты. Форма АЧХ зависит от степени связи между катушками. При слабой связи, где коэффициент связи меньше критического, в принимающий контур передается мощность существенно меньшая мощности, отданной передающей катушкой. При сильной связи велика реакция принимающего контура на передающий, и АЧХ приобретает два экстремума. Это связано с тем, что характер эквивалентного полного сопротивления системы изменяется с активно-индуктивного на активно-емкостной [39].

Полный набор факторов, влияющих на эффективность системы беспроводного заряда при условии беспроводной передачи энергии в режиме резонанса и наличии сильной связи [19] показаны на рисунке 3.1.



Рисунок 3.1 - Факторы, влияющие на эффективность системы беспроводного заряда

Данные факторы, при их использовании в качестве критериев оптимизации, вступают в противоречие. Так, при выборе рабочей частоты, обеспечивающей максимум КПД, мощность беспроводной передачи энергии будет иметь локальный минимум [245]. В результате этого возникают две различные концепции, а именно принцип максимальной передачи мощности и принцип максимальной энергоэффективности [140]. С позиции радиоэлектроники использование теоремы о максимальной передаче мощности является обычной практикой, однако с позиции силовой электроники, включая разработку импульсных источников питания, первостепенным приоритетом источника питания является высокая энергоэффективность. В данной работе при проектировании системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза будем придерживаться принципа максимальной энергоэффективности, но с использованием граничных условий, в том числе по величине передаваемой мощности. Исходя из этого будем формулировать критерии для оптимизации эффективности системы беспроводного заряда на этапе разработки.

Разные авторы используют различные математические выражения для таких критериев оптимизации. Например, в [143] предлагается использовать: КПД η ; габаритный коэффициент источника питания $PSSF$; габаритный коэффициент приемной катушки $RCSF$; коэффициент мощности PF ; удельный ток нагрузки $PUMLC$; коэффициент напряжения M_v ; коэффициент тока M_i , вычисляемые по следующим формулам:

$$\eta = \frac{P_{load}}{P_{in}}; M_v = \frac{U_2}{U_1}; M_i = \frac{I_2}{I_1};$$

$$PSSF = \frac{A_{in}}{P_{load}}; RCSF = \frac{A_r}{P_{load}};$$

$$PF = \frac{P_{load}}{A_{in}}; PUMLC = \frac{I_2}{U_1 / \omega M},$$

где P_{load} – активная мощность, поглощаемая нагрузкой; P_{in} , A_{in} – соответственно активная и полная мощность, потребляемая от источника питания; A_r – полная мощность приемной катушки; I_2 , I_1 – ток приемной цепи (ток нагрузки) и ток пе-

редающей цепи; U_2 , U_1 – напряжение приемной цепи и передающей цепи соответственно; ω – угловая частота токов и напряжений; M – взаимная индуктивность.

Данные критерии обладают достаточно высокой полнотой, однако не отражают взаимосвязи всех параметров с рабочей частотой резонансного контура, а также не учитывают перенапряжения в конденсаторах резонансного контура. Поэтому в данной работе будем использовать критерии оптимизации, предложенные в [232], записанные в формулировке [268]:

$$\begin{aligned}\xi_1(\theta, \omega) &\rightarrow \max; \\ \xi_2(\theta, \omega) &\geq \xi_{2\min}; \\ \xi_3(\theta, \omega) &\leq \xi_{3\max}; \\ \xi_4(\theta, \omega) &\leq \xi_{4\max},\end{aligned}\tag{3.1}$$

где $\xi_1(\theta, \omega)$ – функция энергоэффективности; $\xi_2(\theta, \omega)$ – функция, определяющая количество передаваемой мощности при постоянстве питающего напряжения, подлежащая ограничению снизу; $\xi_3(\theta, \omega)$, $\xi_4(\theta, \omega)$ – функции, определяющие превышение напряжения на конденсаторах передающей и принимающей цепей над питающим напряжением, которые должны быть ограничены сверху; $\xi_{2\min}(\theta, \omega)$, $\xi_{3\max}(\theta, \omega)$, $\xi_{4\max}(\theta, \omega)$ – граничные условия соответствующих функций, определяющие область оптимизации эффективности системы беспроводного заряда; $\theta = [R_1, C_1, L_1, M, R_2, C_2, L_2, R_{load}]^T$ – вектор параметров резонансного контура, включающий R_1 – сопротивление передающей стороны; R_2 – сопротивление принимающей стороны; C_1 – емкость передающей стороны; C_2 – емкость принимающей стороны; R_{load} – эквивалентное сопротивление аккумуляторной батареи, причем $(R_2 + R_{load})$ составляют суммарное сопротивление $R_{2\Sigma}$; L_1 – индуктивность передающей катушки; L_2 – индуктивность принимающей катушки.

Чтобы учесть взаимосвязь всех параметров системы беспроводного заряда с рабочей частотой резонансного контура (3.1) рассматривается в частотной области, а ее составляющие описываются нижеприведенными уравнениями [246].

1. Функция энергоэффективности:

$$\xi_1(\theta, \omega) = \eta = \frac{P_{load}}{P_{in}} = \frac{A_{i_2}^2 R_{load}}{\operatorname{Re}(W_{i_1})},\tag{3.2}$$

где $\text{Re}(W_{i1})$ – реальная часть передаточной функции W_{i1} ; A_{i2} – уравнение амплитудно-частотной характеристики передаточной функции W_{i2} , которые в свою очередь определяются как:

$$W_{i_2}(s) = \frac{I_2(s)}{U_{in}(s)} = -\frac{s^3 a_1}{s^4 b_4 + s^3 b_3 + s^2 b_2 + s b_1 + 1},$$

где s – оператор Лапласа:

$$\begin{aligned} a_1 &= C_1 C_2 M; \\ b_1 &= C_1 R_1 + C_2 R_{2\Sigma}; \\ b_2 &= C_1 C_2 R_1 R_{2\Sigma} + C_1 L_1 + C_2 L_2; \\ b_3 &= C_1 C_2 (R_1 L_2 + R_{2\Sigma} L_1); \\ b_4 &= C_1 C_2 (L_1 L_2 - M^2), \end{aligned}$$

а в частотной области:

$$W_{i_2}(j\omega) = \frac{I_2(j\omega)}{U_{in}(j\omega)} = \text{Re}(W_{i_2}) + j \text{Im}(W_{i_2}),$$

где:

$$\begin{aligned} \text{Re}(W_{i_2}) &= \frac{\omega^3 a_1 (\omega b_1 - \omega^3 b_3)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2}; \\ \text{Im}(W_{i_2}) &= \frac{-\omega^3 a_1 (\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2}, \end{aligned}$$

соответственно:

$$A_{i_2} = \sqrt{\text{Re}(W_{i_2})^2 + \text{Im}(W_{i_2})^2}; \quad (3.3)$$

а далее

$$W_{i_1}(s) = \frac{I_1(s)}{U_{in}(s)} = \frac{(s^3 a_2 + s^2 a_3 + s) a_4}{s^4 b_4 + s^3 b_3 + s^2 b_2 + s b_1 + 1},$$

где:

$$\begin{aligned} a_2 &= C_2 L_2; \\ a_3 &= C_2 R_{2\Sigma}; \\ a_4 &= C_1, \end{aligned}$$

а в частотной области:

$$W_i(j\omega) = \frac{I_1(j\omega)}{U_{in}(j\omega)} = \operatorname{Re}(W_i) + j \operatorname{Im}(W_i),$$

где:

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

$$\operatorname{Im}(W_i) = \frac{a_4(\omega^3 a_2 - \omega)(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1) + \omega^2 a_3 a_4(\omega b_1 - \omega^3 b_3)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2}.$$

2. Функция, определяющая количество передаваемой мощности при постоянстве питающего напряжения:

$$\xi_2(\theta, \omega) = A_{i_2} \geq \frac{I_{2n}}{U_{in \max}}, \quad (3.4)$$

где I_{2n} – номинальный ток приемной цепи; $U_{in \max}$ – максимальное напряжение, получаемое от источника питания.

3. Функции, определяющие превышение напряжения на конденсаторах передающей и принимающей цепей над питающим напряжением:

$$\xi_3(\theta, \omega) = \frac{|U_{C1}|}{|U_{in}|} = A_{U_{C1}} \leq \frac{U_{C1 \max}}{U_{in \max}};$$

$$\xi_4(\theta, \omega) = \frac{|U_{C2}|}{|U_{in}|} = A_{U_{C2}} \leq \frac{U_{C2 \max}}{U_{in \max}}, \quad (3.5)$$

где $U_{C1 \max}$, $U_{C2 \max}$ – максимальное допустимое напряжение на конденсаторах передающей цепи и приемной цепи соответственно; $A_{U_{C1}}$, $A_{U_{C2}}$ – уравнения амплитудно-частотной характеристики передаточных функций $W_{U_{C1}}$ и $W_{U_{C2}}$, которые в свою очередь определяются как:

$$W_{U_{C1}}(s) = \frac{U_{C1}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{(s^2 a_2 + s a_3 + 1)}{s^4 b_4 + s^3 b_3 + s^2 b_2 + s b_1 + 1};$$

$$W_{U_{C2}}(s) = \frac{U_{C2}(s)}{U_{in}(s)} = -\frac{s^2 a_5}{s^4 b_4 + s^3 b_3 + s^2 b_2 + s b_1 + 1},$$

где $a_5 = C_1 M$, а после перехода в частотную область:

$$A_{U_{C1}} = \sqrt{\operatorname{Re}(W_{U_{C1}})^2 + \operatorname{Im}(W_{U_{C1}})^2};$$

$$A_{U_{C2}} = \sqrt{\operatorname{Re}(W_{U_{C2}})^2 + \operatorname{Im}(W_{U_{C2}})^2},$$

где соответственно:

$$\operatorname{Re}(W_{U_{c_1}}) = \frac{(1 - \omega^2 a_2)(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1) - \omega a_3(\omega b_1 - \omega^3 b_3)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2};$$

$$\operatorname{Im}(W_{U_{c_1}}) = \frac{(1 - \omega^2 a_2)(\omega b_1 - \omega^3 b_3) + \omega a_3(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2};$$

$$\operatorname{Re}(W_{U_{c_2}}) = \frac{\omega^2 a_5(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2};$$

$$\operatorname{Im}(W_{U_{c_2}}) = \frac{\omega^2 a_5(\omega b_1 - \omega^3 b_3)}{(\omega^4 b_4 - \omega^2 b_2 + 1)^2 + (\omega b_1 - \omega^3 b_3)^2}.$$

Полученные критерии позволяют производить оптимизацию системы беспроводного заряда, в том числе применительно к рудничному электровозу, на этапе ее проектирования.

3.2. Параметрическая оптимизация на этапе проектирования

При оптимизации параметров системы беспроводного заряда на этапе проектирования возможны различные подходы, такие как предложены в [31, 143, 232, 246-248] и др.

Например, в [31] предлагается алгоритм оптимизации параметров для передающей и принимающей катушек круглой формы. Алгоритм учитывает ограничения, накладываемые конструкцией катушек, и предусматривает сначала конечно-элементное моделирование с целью определить внутренний и внешний радиусы обмотки, а также ее толщину, при которых катушка бы имела максимальную добротность, после чего определяется количество витков катушки, токи передающей и приемной цепи и распределение магнитного поля. По результатам производится проверка величины ЭДС рассеяния и наличия насыщения. В случае, если проверка не пройдена, вносятся изменения в конструкцию катушки либо в конструкцию ее сердечника. Алгоритм хорош тем, что учитывает накладываемые ограничения, однако для оптимизации всей системы беспроводного заряда он не подходит.

Существуют алгоритмы, выполняющие на этапе проектирования оптимизацию всех параметров системы. Например, в [247] предлагается алгоритм, показанный на рисунке 3.2.

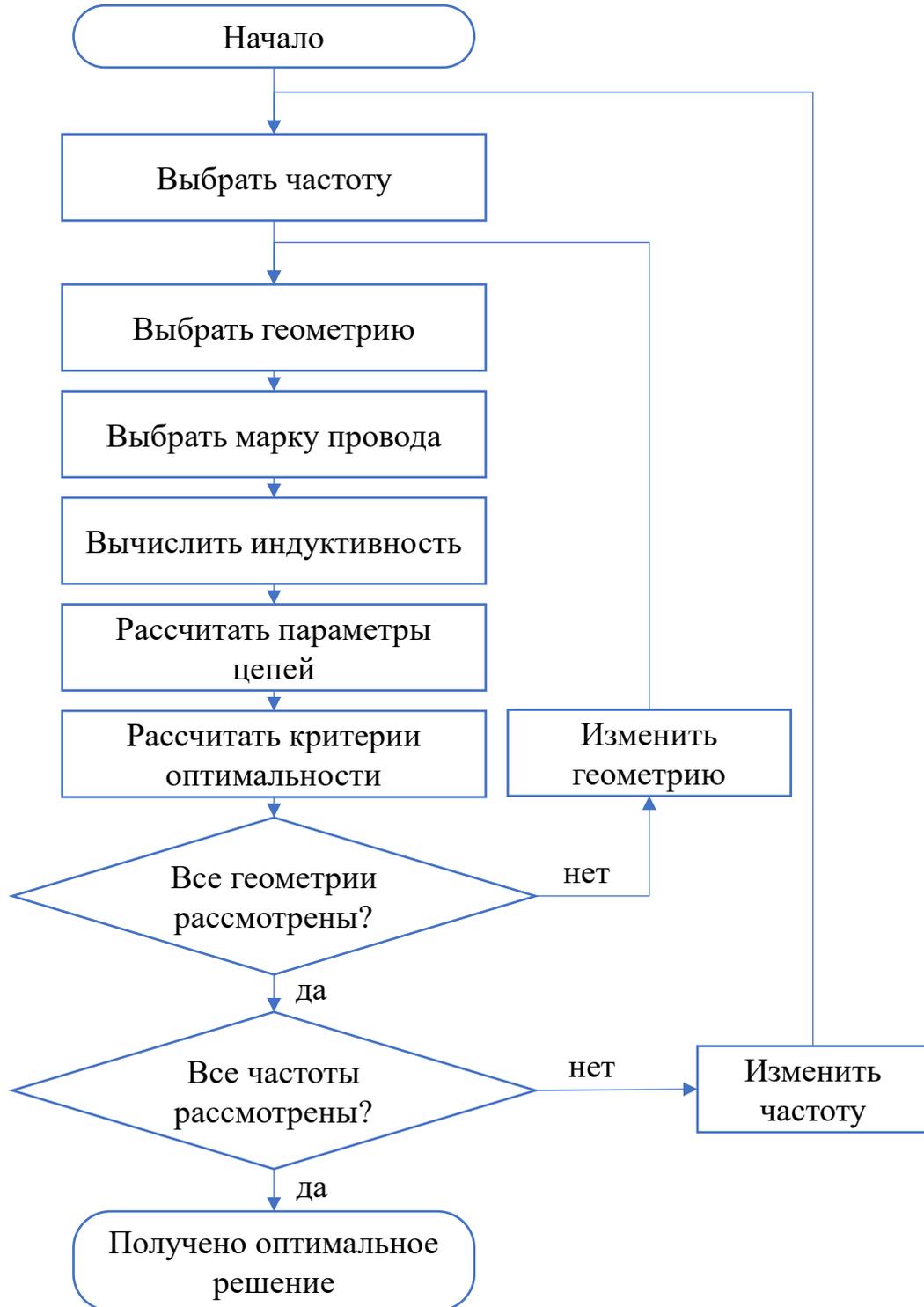


Рисунок 3.2 - Алгоритм оптимизации на этапе проектирования из [247]

Этот алгоритм позволяет получить все электрические параметры системы беспроводного заряда, но не учитывает ограничения, накладываемые на параметры, конструкцию и физические размеры системы. Кроме того, в его основе лежит итерационная поисковая процедура, при использовании которой возможно попадание в локальные экстремумы.

Чтобы избежать подобных недостатков, сформируем алгоритм оптимизации параметров системы беспроводного заряда, в основе которого лежат критерии оптимизации (3.2), (3.4) и (3.5). Для начала проанализируем характер изменения функций ξ_1 – ξ_4 в зависимости от частоты.

На рисунке 3.3 показаны эти функции для произвольной системы беспроводного заряда с параметрами $L_1=24$ мкГн, $L_2=24$ мкГн, $M=5.3$ мкГн, $C_1=0.112$ мкФ, $C_2=0.112$ мкФ и $R_{load}=2,8$ Ом.

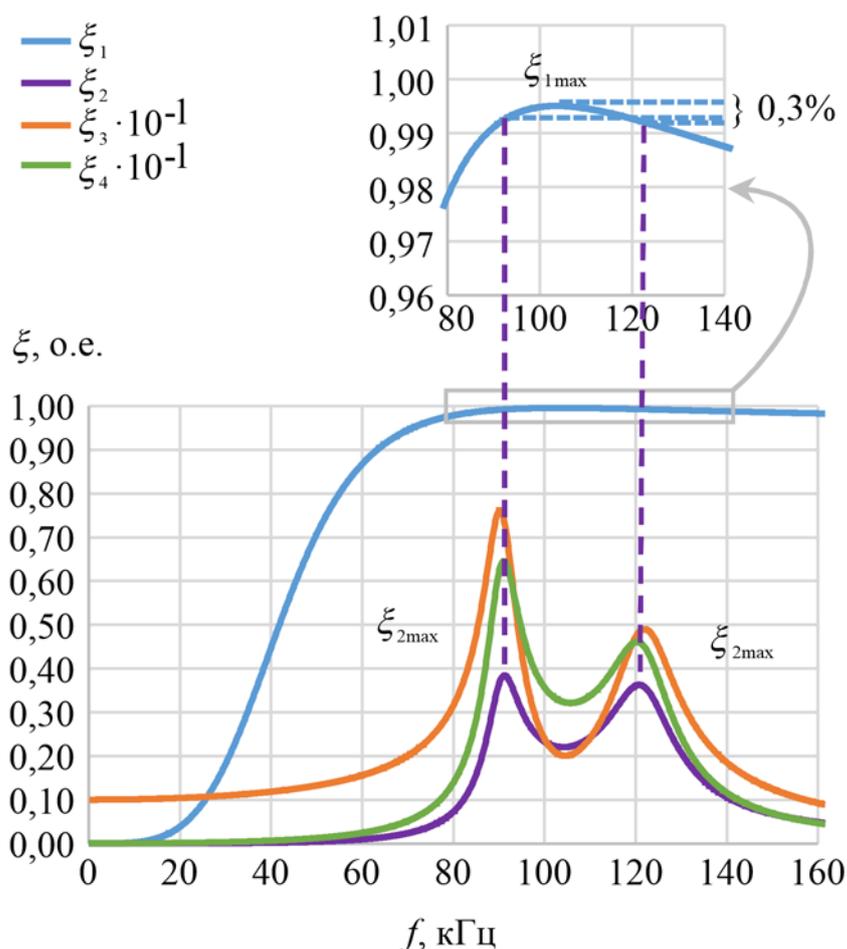


Рисунок 3.3 - Функций ξ_1 – ξ_4 в зависимости от частоты

Из приведенных графиков видно, что максимум функции энергоэффективности $\xi_{1\max}$ не совпадает по частоте ни с первым, ни со вторым максимумом функции, определяющей количество передаваемой мощности при постоянстве питающего напряжения $\xi_{2\max}$, но находится между ними. При этом в диапазоне частот между двумя максимумами $\xi_{2\max}$ значение ξ_1 изменяется до 0,3 % от своего максимума $\xi_{1\max}$. В то же время максимум $\xi_{1\max}$ близок по частоте к минимуму функции ξ_2 .

Таким образом, при проектировании системы беспроводного заряда в качестве резонансной частоты f_r целесообразно выбрать первый максимум функции ξ_2 . Тем не менее, рабочую частоту f_o стоит установить несколько выше f_r , поскольку это дает возможность достижения баланса, при котором КПД достаточно близок к максимальному, а количество передаваемой мощности находится в диапазоне 70-90 % от максимально возможного значения, что можно считать достаточным для стабильной работы системы.

Поскольку критерии оптимизации (3.2), (3.4) и (3.5) включают в себя большой набор параметров и описываются достаточно сложными уравнениями, выполнить оптимизацию напрямую аналитическими методами затруднительно. Чтобы обойти эту трудность, все параметры системы беспроводного заряда, рассматриваемые в ходе проектирования как константы, отбрасываются, а остальные параметры сводятся к одному.

Так, поскольку система беспроводного заряда будет впоследствии эксплуатироваться совместно каким-то конкретным рудничным электровозом, оборудованным конкретными аккумуляторами, нагрузка R_{load} является постоянной. В соответствии с рекомендацией стандарта [17] резонансная частота f_r также является постоянной и устанавливается равной 90 кГц.

Приведение остальных параметров системы беспроводного заряда к одному параметру имеет следующие основания:

– в соответствии решением, полученным в п. 2.3, индуктивно-емкостной контур имеет топологию SS, которая является симметричной топологией, то есть $L_1=L_2=L$, $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$.

– так же в соответствии с п. 2.3 передающая и приемная катушки имеют плоскую прямоугольную форму, а размер этого прямоугольника определяется исходя из габаритов поверхности размещения на электровозе, следовательно, L и R определяются размером катушек и параметрами намотки;

– рудничные электровозы относятся к рельсовому транспорту, поэтому в пределах допусков формы поверхности размещения на электровозе, а также поверхности рельсов и колес, расстояние между катушками x является постоянным, следовательно, M так же определяется параметрами намотки, размером катушек и расстоянием между ними;

– система беспроводного заряда работает с заданной резонансной частотой. Если заданы L , R и M , то C больше не является независимым параметром, поскольку существует только конкретное значение емкости, обеспечивающей заданное значение резонансной частоты f_r .

Анализ приведенных в [249] уравнений, описывающих L , M и R , показывает, что единственной переменной величиной для заданной геометрии и выбранных материалов обмоток катушек является число витков w . Это значит, что значение w определяет также и C , так как резонансная частота постоянна. В то же время определить аналитическое выражение для C затруднительно, поскольку уравнение, описывающее резонансную частоту f_r , имеет большую размерность. Поэтому емкость C получена численными методами по специально написанной компьютерной программе на основе (3.3), где резонансная частота соответствует первому максимуму АЧХ.

Приведение параметров системы беспроводного заряда к числу витков w технически обеспечивает реализуемость задачи оптимизации с ограничениями, однако этот параметр напрямую не входит в вектор параметров резонансного контура θ и отсутствует в критериях оптимизации (3.2), (3.4) и (3.5). Следовательно, целесообразно с помощью уравнения $L=f(w)$ установить прямую связь между числом витков w и индуктивностью катушки L и в дальнейшем использовать последнюю как единственную переменную в рассматриваемой задаче. Зависимости остальных параметров от индуктивности катушки определяются функциями

$M=f(L)$, $R=f(L)$ и $1/C=f(L)$ и устанавливаются из $L=f(w)$ прямым соответствием. Учитывая громоздкость выражений для вычисления $L=f(w)$, а, следовательно, и $M=f(L)$, $R=f(L)$ и $1/C=f(L)$, данные зависимости определяются численно путем табуляции w от 1 до n , где n ограничивается габаритными размерами катушки $c \times b$ и диаметром обмоточного провода r , а после чего из полученных численных зависимостей определяют аналитические зависимости с использованием метода наименьших квадратов и полиномиальной аппроксимации Чебышева.

На рисунке 3.4 приведены результаты параметрической аппроксимации зависимостей $M=f(L)$, $R=f(L)$ и $1/C=f(L)$ полиномами 3-го порядка для системы беспроводного заряда, соответствующей рисунку 3.3, где маркерами показаны исходные численные зависимости, а линией – аппроксимация. В таблице 3.1 представлены среднеквадратичные ошибки для полиномов Чебышева порядков от 1 до 3.

Таблица 3.1

Среднеквадратичные ошибки аппроксимации полиномами Чебышева, %

Функция	Порядок полинома		
	1	2	3
$R=f(L)$	14,7	145,6	1,6
$M=f(L)$	3,2	2,2	0,8
$1/C=f(L)$	209,3	8,3	1,7

Таблица 3.1 однозначно показывает, что использование полиномов 3-го порядка обеспечивает максимальную точность аппроксимации, так как среднеквадратическая ошибка по всем параметрам не превышает 2 %, поэтому в критериях оптимизации (3.2), (3.4) и (3.5) будем использовать:

$$\begin{aligned}
 R &= d_{r0}L^3 + d_{r1}L^2 + d_{r2}L + d_{r3}; \\
 M &= d_{m0}L^3 + d_{m1}L^2 + d_{m2}L + d_{m3}; \\
 1/C &= d_{c0}L^3 + d_{c1}L^2 + d_{c2}L + d_{c3},
 \end{aligned}
 \tag{3.6}$$

где $d_{r0}-d_{r3}$, $d_{m0}-d_{m3}$, $d_{c0}-d_{c3}$ – коэффициенты полиномов, значения которых для системы беспроводного заряда, соответствующей рисунку 3.3, приведены в таблице 3.2.

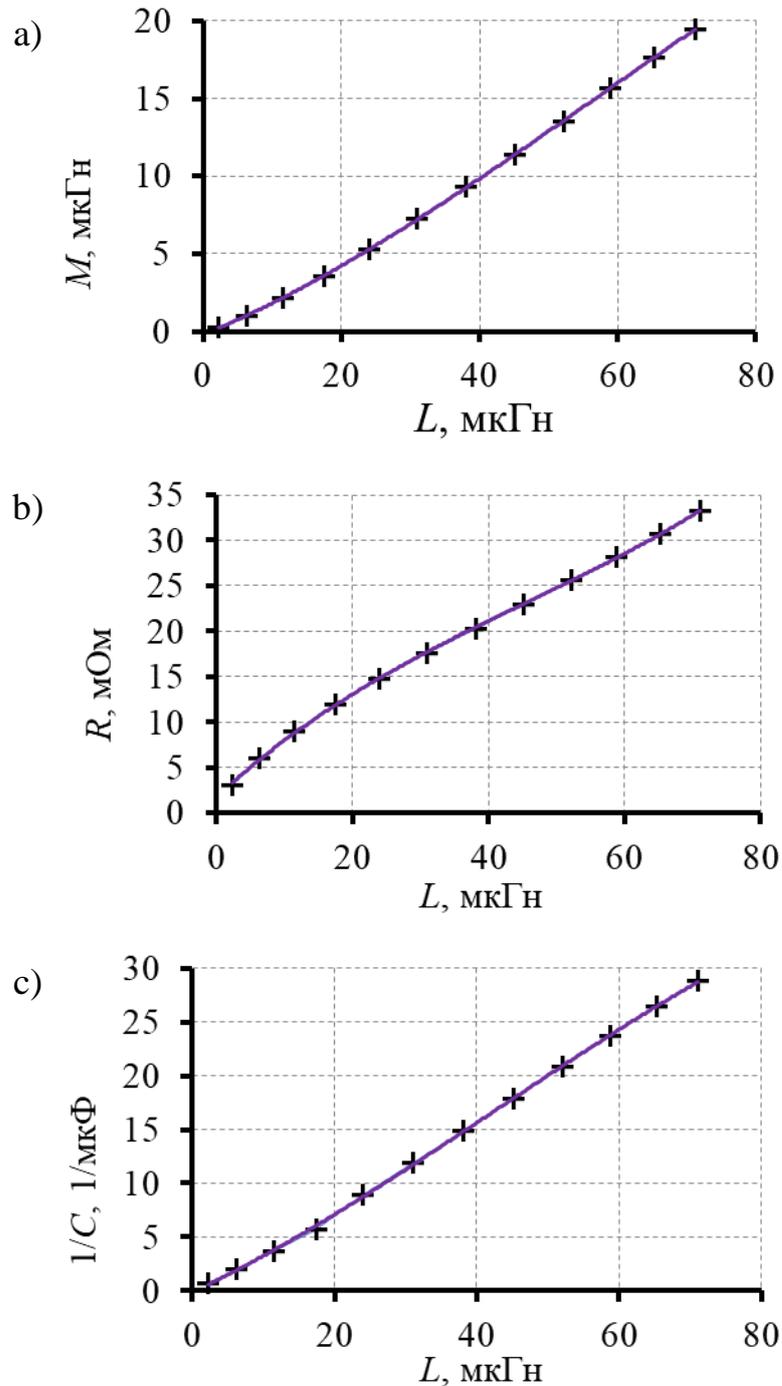


Рисунок 3.4 - Результаты параметрической аппроксимации полиномами 3-го порядка: а) $M=f(L)$; б) $R=f(L)$; в) $1/C=f(L)$

Объединив уравнение (3.6) с уравнениями (3.2), (3.4) и (3.5) получим зависимости критериев оптимизации ξ_1 - ξ_4 от индуктивности L , характер которых показан на рисунке 3.5. Области зависимостей $\xi_1(L)$ - $\xi_4(L)$, для которых граничные условия (3.1) нарушаются, выделены серым цветом.

Полиномиальные коэффициенты

d_0	d_1	d_2	d_3
$d_{r0} = 5 \times 10^3$	$d_{r1} = -7 \times 10^6$	$d_{r2} = 6,84 \times 10^2$	$d_{r3} = 1,8 \times 10^{-3}$
$d_{m0} = -1 \times 10^7$	$d_{m1} = 2,28 \times 10^3$	$d_{m2} = 1,81 \times 10^{-1}$	$d_{m3} = -2 \times 10^{-7}$
$d_{c0} = -3 \times 10^{19}$	$d_{c1} = 4 \times 10^{15}$	$d_{c2} = 3 \times 10^{11}$	$d_{c3} = 3,37 \times 10^4$

Количественно граничные условия определялись для системы беспроводного заряда, соответствующей рисунку 3.3, следующим образом. Максимальное напряжение питающей сети равно 300 В, а, следовательно, максимальное напряжение, получаемое от источника питания, лежит в диапазоне от 0 до 300 В. Номинальный ток приемной цепи равен 36 А. Исходя из этого:

$$\xi_{2\min} = \frac{I_{2n}}{U_{in\max}} = \frac{36}{300} = 0,12.$$

На рисунке 3.5а показано, что в рассматриваемом случае критерий оптимизации ξ_2 не пересекает граничного значения $\xi_{2\min}$ на всем диапазоне изменения L . Это означает, что в рассматриваемой системе количество передаваемой мощности при любых условиях будет выше минимального порога, а значит напряжение, получаемое от источника питания, может быть снижено средствами высокочастотного инвертора и это не нарушит работу системы беспроводного заряда. Наименьшее значение критерия оптимизации ξ_2 согласно рисунку 3.5а равно $\xi'_{2\min} = 0,36$, а следовательно, для тока $I_{2n} = 36$ А, максимальное напряжение, получаемое от источника питания, становится равным $U_{in\max} = I_{2n} / \xi'_{2\min} = 100$ В.

Приняв максимальное допустимое напряжение на конденсаторах равным 900 В, получим граничные условия:

$$\xi_{3\max} = \xi_{4\max} = \frac{U_{C1\max}}{U_{in\max}} = \frac{U_{C2\max}}{U_{in\max}} = \frac{900}{100} = 9.$$

Как можно видеть из рисунка 3.5б и рисунка 3.5в, для критериев оптимизации ξ_3 и ξ_4 граничные условия соблюдаются при значении L в диапазоне от 15 мкГн до 34 мкГн.

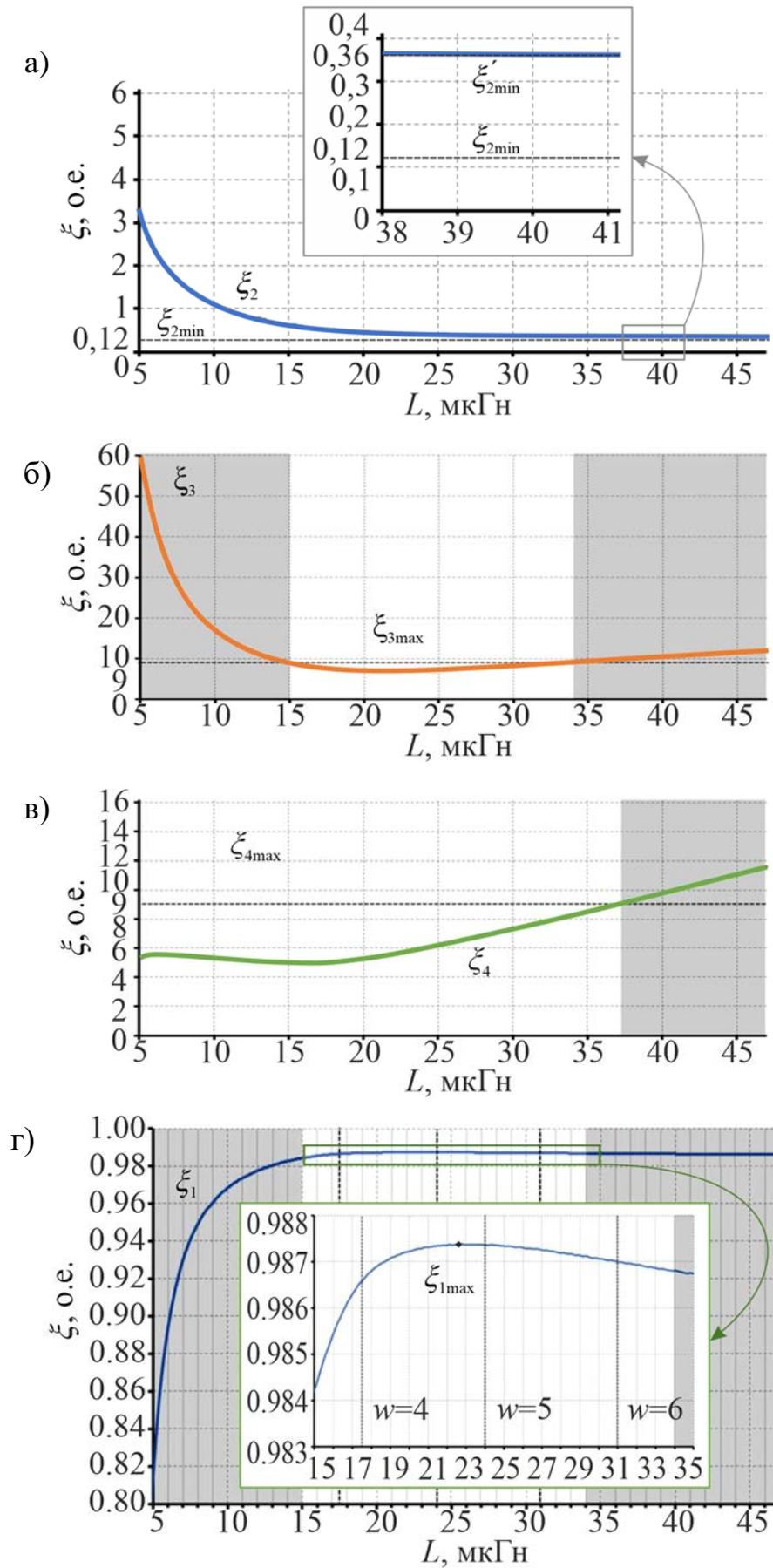


Рисунок 3.5 - Критерии оптимизации ζ_1 - ζ_4 в зависимости от L :

а) $\zeta_2(L)$; б) $\zeta_3(L)$; в) $\zeta_4(L)$; г) $\zeta_1(L)$

Анализ функции энергоэффективности ξ_1 будем проводить в пределах полученного диапазона L , для которого $\xi_2(L) \geq \xi_{2\min}$, $\xi_3(L) \leq \xi_{3\max}$ и $\xi_4(L) \leq \xi_{4\max}$. Согласно рисунку 3.5г, максимальное значение $\xi_{1\max}$ соответствует значению индуктивности $L=22,5$ мкГн. Однако следует учитывать, что индуктивность реальной катушки будет определяться числом витков обмотки, а, следовательно, не любое значение L из рассматриваемого диапазона технически реализуемо. Наиболее близким к полученному максимуму будет число витков $w=5$, при котором система беспроводного заряда будет квази-оптимальна. Алгоритм предложенной параметрической оптимизации показан на рисунке 3.6.

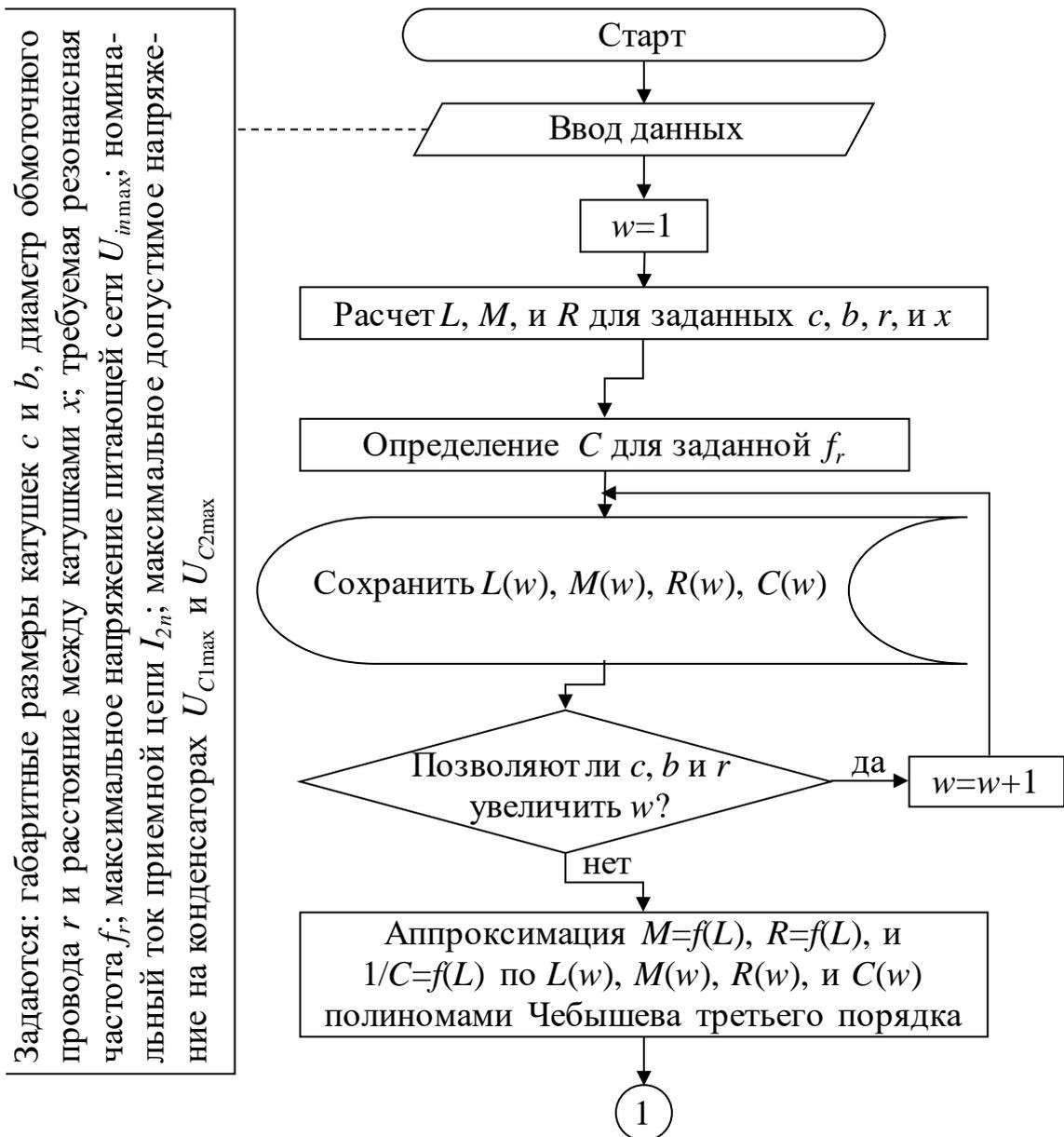


Рисунок 3.6 - Алгоритм параметрической оптимизации

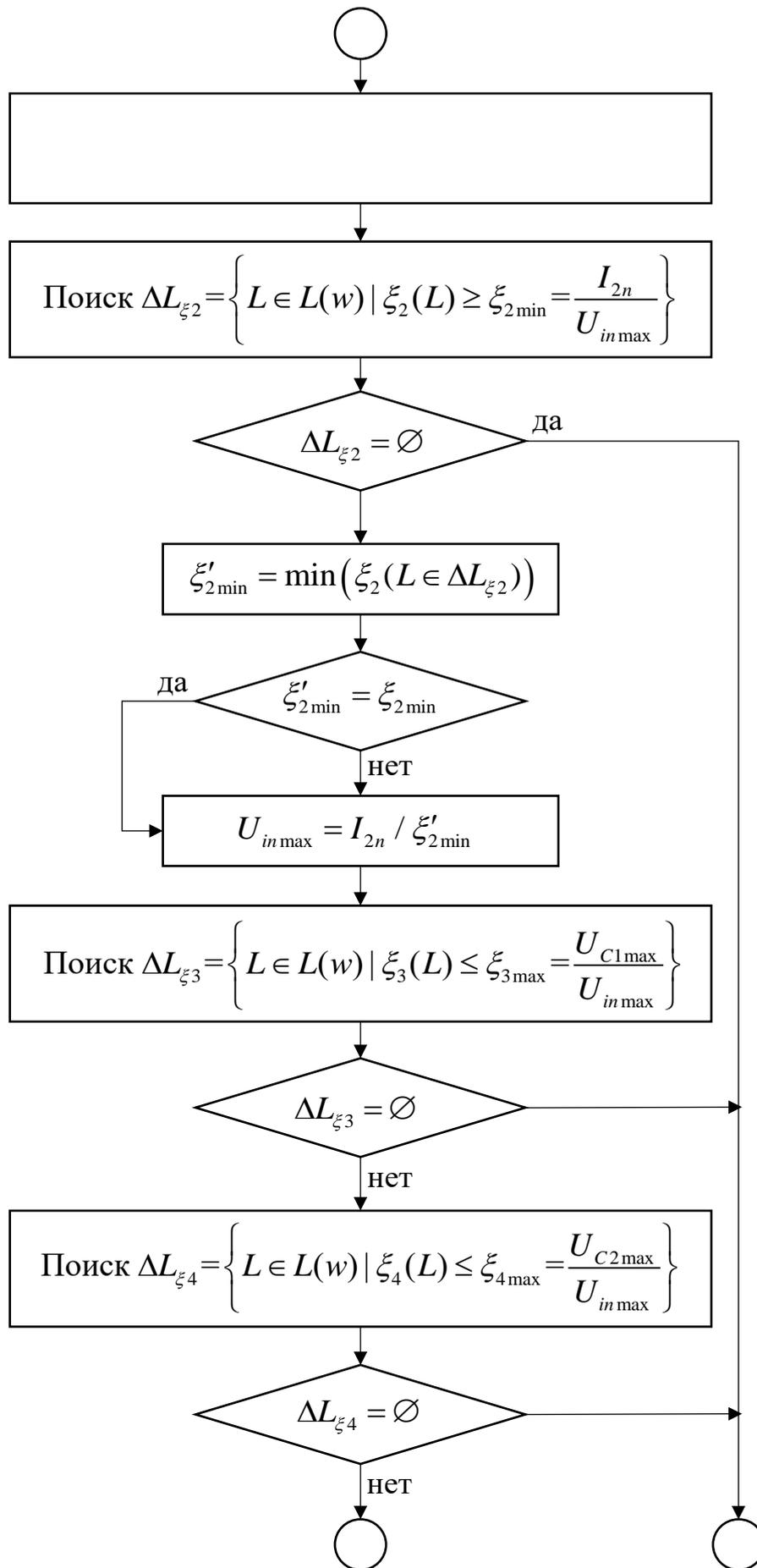


Рисунок 3.6 - Алгоритм параметрической оптимизации (продолжение)

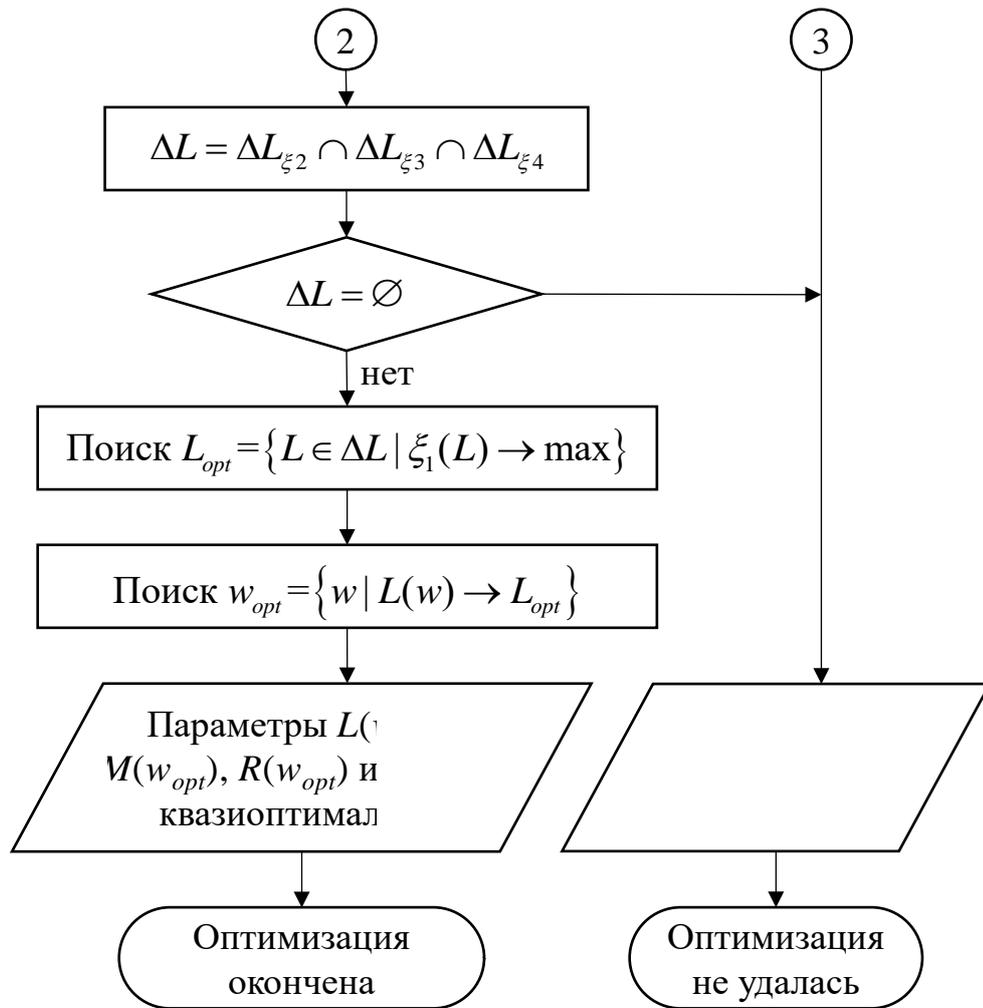


Рисунок 3.6 - Алгоритм параметрической оптимизации (окончание)

Достоинством предлагаемого алгоритма параметрической оптимизации является обеспечение максимальной энергоэффективности системы беспроводного заряда в заданных условиях без необходимости использования сложных трехмерных моделей.

3.3. Проектирование беспроводной зарядной станции для конкретного рудничного электровоза

В качестве объекта для проектирования беспроводной зарядной станции рудничного электровоза будем рассматривать рудничный электровоз марки А-5,5-600-У5. При проектировании будем использовать схмотехническое решение системы беспроводного заряда, приведенное на рисунке 2.7, а конструктивное решение – на рисунке 3.7 [250].

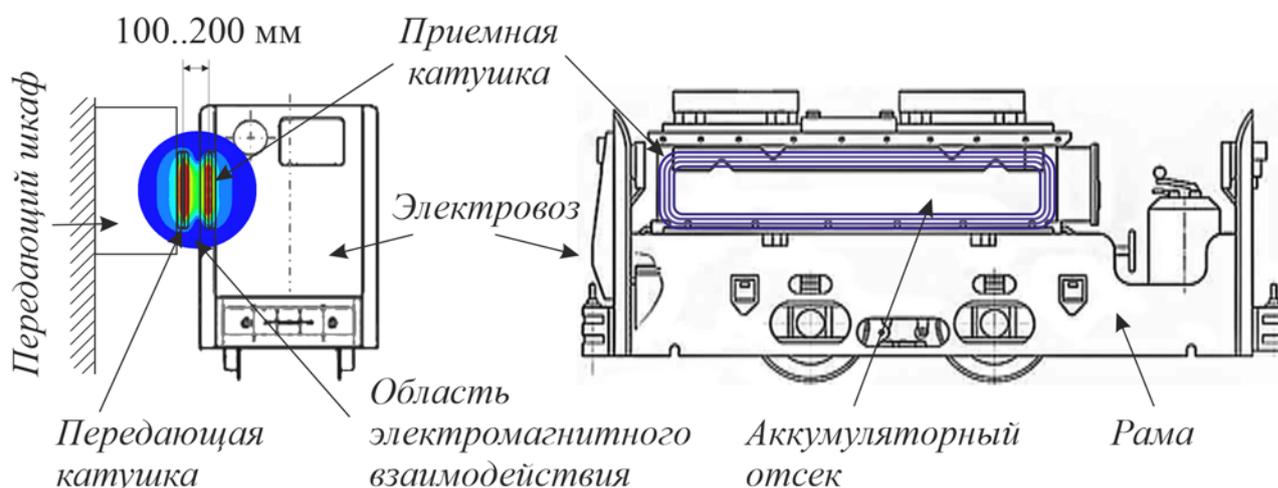


Рисунок 3.7 - Конструктивное исполнение системы беспроводного заряда для рудничного электровоза марки А-5,5-600-У5

Все элементы приемной цепи, кроме приемной катушки, размещаются в аккумуляторном отсеке, а элементы передающей цепи – в специальном шкафу. Передающая катушка размещена на поверхности шкафа, а приемная – на поверхности аккумуляторного отсека электровоза, габариты которого равны 3000×700 мм. Катушки в целях взрывозащиты заизолированы или залиты компаундом. Данный электровоз оснащен литий-ионным аккумулятором ЛИАБ-70 ТРВ-БК. Исходя из изложенного определим исходные данные для проектирования.

Аккумулятор имеет номинальное напряжение 130 В и максимальный ток заряда 270 А. Для обеспечения надежности номинальный зарядный ток принят равным 260 А, так как при регулировании возможны кратковременные токовые всплески, таким образом, эквивалентное сопротивление нагрузки R_{load} равно 0,5 Ом. Поскольку зарядный ток является током нагрузки, номинальный ток приемной цепи I_{2n} равен 260 А, а амплитудное значение тока составляет 368 А.

Для рудничной трехфазной питающей сети с изолированной нейтралью стандартное действующее значение фазного напряжения составляет 660 В, тогда напряжение звена постоянного тока двухступенчатого высокочастотного инвертора будет равно 891 В. Исходя из этого при двукратном запасе максимальное допустимое напряжение на конденсаторах U_{C1max} и U_{C2max} принято равным 1800 В.

Параметры передающей и приемной катушек определялись по [249] приняв, что катушки являются планарными и прямоугольными, при этом катушки симметричные, размеры приемной катушки ограничены внешними габаритами аккумуляторного отсека электровоза, а расстояние между катушками принято равным 100 мм, что, с одной стороны, достаточно для гарантированного зазора при движении электровоза, а с другой стороны, позволяет сохранить сильную связь между катушками. Таким образом индуктивности катушек $L_1 = L_2 = L$ и их внутренние сопротивления $R_1 = R_2 = R$ определяются следующим образом:

$$L = \frac{1}{\pi} \mu_0 w^2 (b+c) \left[\ln \frac{2bc}{r} - \frac{c}{b+c} \ln (c + \sqrt{b^2 + c^2}) - \frac{b}{b+c} \ln (b + \sqrt{b^2 + c^2}) + \frac{2\sqrt{b^2 + c^2}}{b+c} - \frac{1}{2} + 0,447 \frac{r}{c+b} \right], \quad (3.7)$$

где μ_0 – магнитная проницаемость вакуума; w – число витков; b и c – длина и ширина катушки по внешней границе; r – ширина шага намотки, который принят равным 15 мм;

$$R = w \rho_m \frac{2(b+c) - 2rw}{S}, \quad (3.8)$$

где S – сечение обмоточного провода, в качестве которого выбран высоковольтный высокочастотный провод ЛЭЛОР-Е номинальным сечением 50 мм² и максимальным диаметром 15 мм; ρ_m – его удельное сопротивление.

Взаимная индуктивность рассчитывается как:

$$M = w^2 \frac{\mu_0}{\pi} \left[c \ln \left(\frac{c + \sqrt{c^2 + x^2}}{c + \sqrt{c^2 + b^2 + x^2}} \frac{\sqrt{b^2 + x^2}}{x} \right) + b \ln \left(\frac{b + \sqrt{b^2 + x^2}}{b + \sqrt{c^2 + b^2 + x^2}} \frac{\sqrt{c^2 + x^2}}{x} \right) + 2 \left(\sqrt{c^2 + b^2 + x^2} - (\sqrt{c^2 + x^2} - \sqrt{b^2 + x^2} + x) \right) \right], \quad (3.9)$$

где x – расстояние между катушками.

Резонансная частота согласно рекомендациям [17] выбрана равной 90 кГц. Емкость конденсаторов передающей и приемной цепи $C_1 = C_2 = C$ определяется численными методами с помощью специально написанной компьютерной программы.

Рассчитанные таким образом исходные данные, а также параметры катушек в соответствии с (3.7)-(3.9) были использованы для выполнения алгоритма, показанного на рисунке 3.6. Расчётные значения параметров электрической схемы системы беспроводного заряда приведены в таблице 3.3 для разного числа витков.

Таблица 3.3

Расчетные параметры электрической схемы системы беспроводного заряда для рудничного электровоза марки А-5,5-600-У5

Число витков w	L , мкГн	M , мкГн	R , Ом	C , мкФ	R_{load} , Ом
1	16,6	2,7	0,003	0,162	0,5
2	43,7	10,5	0,006	0,058	0,5
3	78,7	23,2	0,009	0,031	0,5

В результате исполнения алгоритма параметрической оптимизации установлено, что наибольшая энергетическая эффективность системы будет обеспечиваться при $w = 1$, для которого значение функции энергоэффективности ξ_1 , равное расчетному значению КПД резонансного контура, составляет 0,994. Кроме того, такое решение является конструктивно наиболее простым. Следовательно, именно такая конструкция принимается для дальнейшего исследования.

3.4. Выводы по разделу

1. При выборе рабочей частоты, обеспечивающей максимум КПД, мощность беспроводной передачи энергии будет иметь локальный минимум, в результате чего возникают два противоречащих принципа оптимизации систем беспроводного заряда: принцип максимальной передачи мощности и принцип максимальной энергоэффективности.

2. При оптимизации системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза по принципу максимальной энергоэффективности, но с использованием граничных условий, в том числе по величине передаваемой мощности,

единственной переменной величиной для заданной геометрии и выбранных материалов обмоток катушек является число витков.

3. Параметрическая оптимизация на этапе проектирования построена на расчете параметров элементов резонансного контура при заданных габаритных размерах катушек и расстоянии между ними, диаметре обмоточного провода, требуемой резонансной частоте, максимальном напряжении питающей сети, номинальном токе приемной цепи и максимальном допустимом напряжении на конденсаторах. Используется аппроксимация полиномами Чебышева третьего порядка и последовательный учет ограничений. Полученное решение является квазиоптимальным.

4. Достоинством предлагаемого алгоритма параметрической оптимизации является обеспечение максимальной энергоэффективности системы беспроводного заряда в заданных условиях без необходимости использования сложных трехмерных моделей.

5. Для системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза А-5,5-600-У5 квазиоптимальным по принципу максимальной энергоэффективности, но с использованием граничных условий, будет следующий набор параметров: $L=16,6$ мкГн, $M=2,7$ мкГн, $R=0,003$ Ом, $C=0,162$ мкФ, $R_{load}=0,5$ Ом.

4. АНАЛИЗ ВЗРЫВОБЕСОПАСНОСТИ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОГО ЗАРЯДА НА ПРМЕРЕ РУДНИЧНОГО ЭЛЕКТРОВОЗА А-5,5-600-У5

4.1. Динамическая модель системы беспроводного заряда

Во второй главе было установлено, что для анализа взрывобезопасности системы беспроводного заряда в условиях предприятий подземной добычи полезных ископаемых, опасных по газу и пыли, требуется информация о распределении высокочастотного магнитного поля в области электромагнитного взаимодействия между передающей и принимающей катушками. Удобным инструментом для этого является компьютерное моделирование в трехмерной постановке, позволяющее учитывать физические свойства материалов, из которых состоят катушки, и свойства окружающей среды. При этом необходимо применение конечно-элементной модели в сочетании с динамической моделью элементов электрической схемы рассматриваемой системы беспроводного заряда, позволяющей описывать переходные процессы в системе, в том числе изменение выделяемой энергии магнитного поля. Такая комплексная модель может быть реализована с использованием пакетов прикладных программ MatLab Simulink и Altair Flux.

Рассмотрим сначала динамическую модель системы беспроводного заряда. В ее основе лежит эквивалентная схема замещения, показанная на рисунке 4.1, соответствующая электрической схеме системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза А-5,5-600-У5, показанной на рисунке 2.7. При составлении данной эквивалентной схемы замещения были приняты следующие допущения:

- Источник питания идеален и имеет бесконечную мощность.
- Инвертор и выпрямитель не рассматриваются, а, следовательно, коммутационные и кондуктивные потери в полупроводниковых ключах не учитываются.
- Диэлектрические потери в конденсаторах резонансного контура не учитываются.
- Эффект вытеснения тока не учитывается.

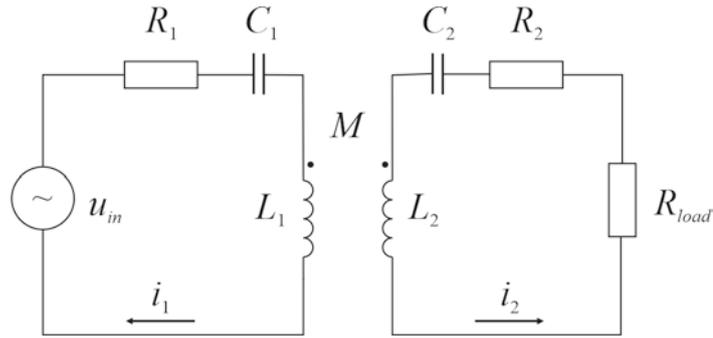


Рисунок 4.1 - Эквивалентная схема замещения

- Нагрузка представляет собой активное сопротивление, определяемое зарядным током и напряжением аккумуляторной батареи.

Используя уравнения Кирхгоффа, для показанной схемы замещения получена следующая математическая модель:

$$\begin{cases} u_{in} = u_{C1} + i_1 R_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}; \\ 0 = u_{C2} + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + i_2 R_{2\Sigma}; \\ i_1 = C_1 \frac{du_{C1}}{dt}; \quad i_2 = C_2 \frac{du_{C2}}{dt}, \end{cases} \quad (4.1)$$

где u_{in} – входное напряжение; u_{C1} – напряжение на конденсаторе передающей цепи; u_{C2} – напряжение на конденсаторе приемной цепи; i_1 – ток передающей цепи; i_2 – ток приемной цепи, равный току нагрузки; R_1, R_2, C_1, C_2 – сопротивления и емкости передающей и приемной цепей соответственно; R_{load} – эквивалентное сопротивление аккумуляторной батареи; $R_{2\Sigma}$ – суммарное сопротивление ($R_2 + R_{load}$); L_1, L_2 – соответственно индуктивности передающей и приемной катушек; M – взаимная индуктивность.

Для использования этой модели в частотной области применяется преобразование Лапласа, в результате которого получим:

$$\begin{cases} U_{in} = U_{C1} + I_1 R_1 + s I_1 L_1 + s I_2 M; \\ 0 = U_{C2} + s I_2 L_2 + s M I_1 + I_2 R_{2\Sigma}; \\ I_1 = s U_{C1} C_1; \quad I_2 = s U_{C2} C_2, \end{cases} \quad (4.2)$$

где s – оператор дифференцирования по времени.

Для практического использования модели (4.1) необходимо дополнить ее инструментами управления процессом беспроводной передачи энергии. Варианты управления при этом диктуются схемотехническими решениями силовых полупроводниковых преобразователей. Учитывая схемотехническое решение, показанное на рисунке 2.7, для реализации возможно только управление по передающей цепи, при этом наиболее простым вариантом будет управление с фиксированной частотой с использованием широтно-импульсной модуляции.

С учетом изложенного была разработана компьютерная модель в MatLab Simulink, показанная на рисунке 4.2. Модель выполнена с использованием библиотеки SimPowerSystems.

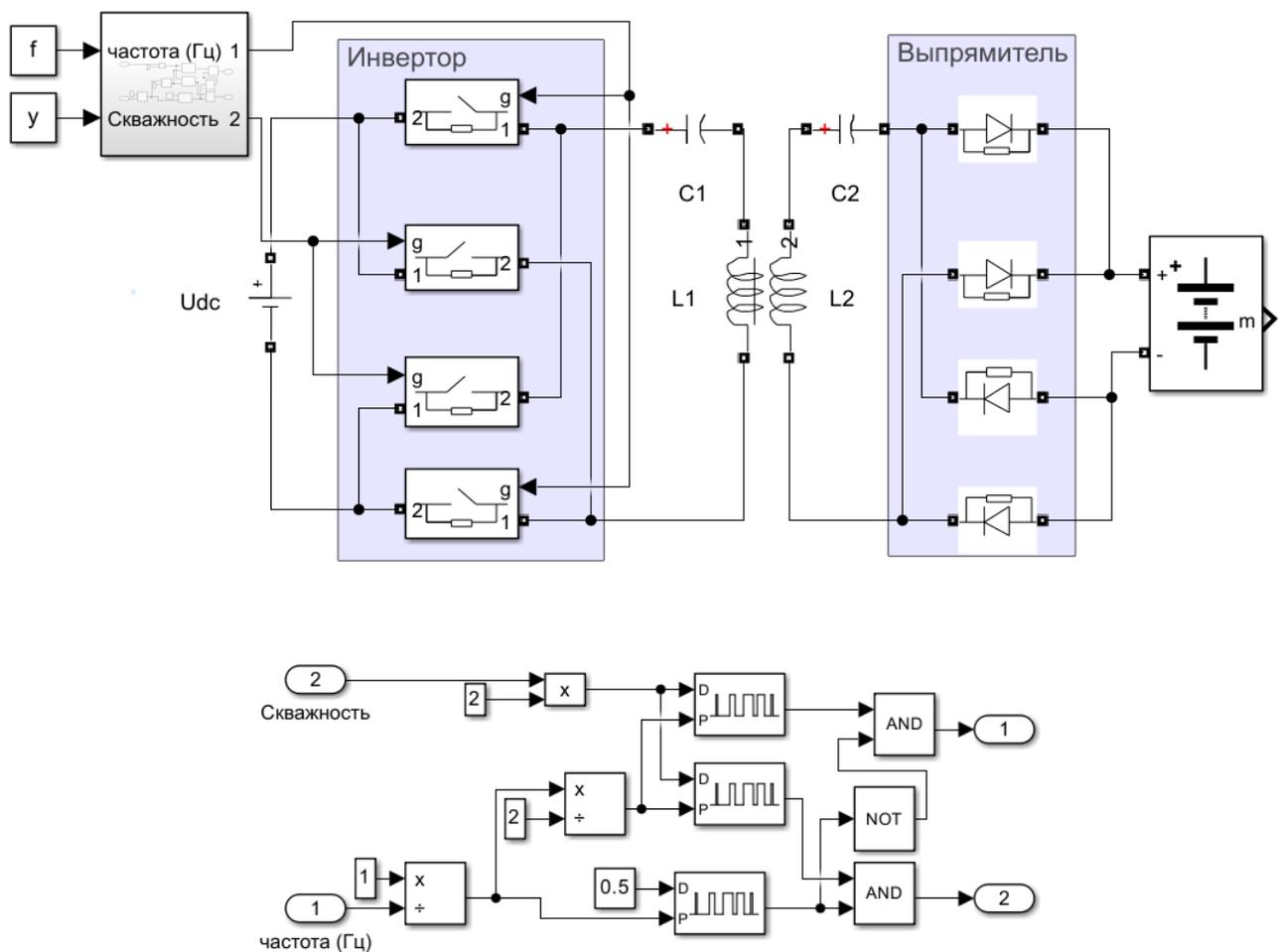


Рисунок 4.2 - Динамическая модель системы беспроводного заряда в MatLab Simulink

В отличие от (4.1), в ней учитываются высокочастотный инвертор и выпрямитель в цепи питания аккумуляторной батареи. При этом выпрямительная ступень преобразования энергии в высокочастотном инверторе является идеальной, а напряжение в звене постоянного тока неизменно; полупроводниковые ключи и инвертора и выпрямители идеализированы и не описывают коммутационные потери и потери проводимости.

Для проверки адекватности описанной модели были проведены экспериментальные исследования с лабораторными образцами систем беспроводного заряда различной мощности.

Первая серия экспериментов выполнялась для подтверждения адекватности компьютерной модели в MatLab Simulink при анализе во временной области. Для этих экспериментов использовался лабораторный образец системы беспроводного заряда со следующими параметрами: $L_1=L_2=100$ мкГн, $M=10$ мкГн, $R_1=R_2=0,01$ Ом, $C_1=C_2=33$ нФ, $R_{load}=6$ Ом, показанный на рисунке 4.3 (макетный образец электровоза А 5,5 600-У5 в масштабе 1:10).

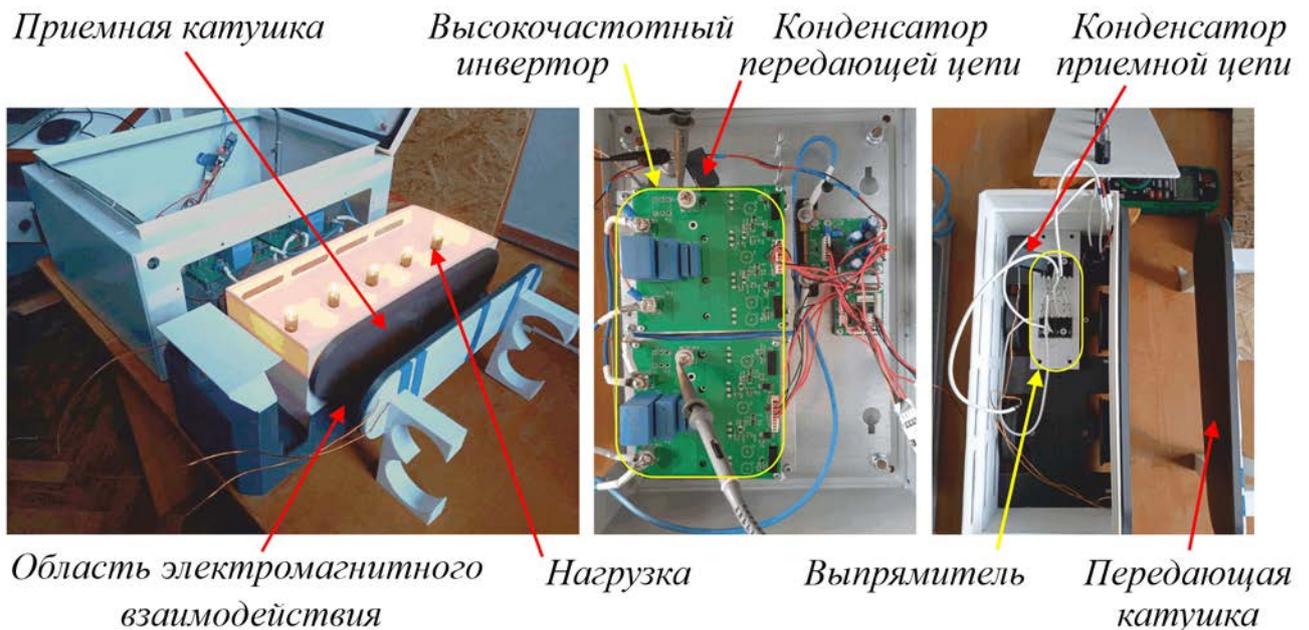


Рисунок 4.3 - Макетный образец электровоза А 5,5 600-У5 в масштабе 1:10, оснащенный системой беспроводного заряда

Высокочастотный инвертор построен на транзисторах марки IRFP90N20DPBF с номинальным напряжением 200 В и током 94 А, а выпрямитель – на диодах Шоттки марки VS-80CPQ150-N3 с номинальным током 40 А и напряжением 150 В. В качестве источника питания использовался источник питания постоянного тока Delta Elektronika SM330-AR-22 мощностью 3300 Вт. В качестве измерительного оборудования использовался осциллограф DS1074Z-S.

Эксперименты проводились при напряжении источника питания 24 В, частоте на выходе высокочастотного инвертора 91 кГц и скважности импульсов 0,28. В ходе экспериментов проводились замеры напряжений на катушках и конденсаторах передающей и приемной цепи u_{L1} , u_{C1} и u_{L2} , u_{C2} соответственно. Те же величины для тех же условий моделировались в MatLab Simulink. Полученные результаты показаны на рисунке 4.4.

Осциллограммы, приведенные на рисунке 4.4а, рисунке 4.4в и рисунке 4.4д, показывают напряжения, полученные путем измерений, где цена деления по шкале напряжения равна 100 В, а по шкале времени – 2 мкс. Соответствующие им напряжения, полученные с помощью моделирования, показаны на рисунке 4.4б, рисунке 4.4г и рисунке 4.4е. Сопоставление результатов моделирования и эксперимента свидетельствует, что за исключением микропереходных процессов, обусловленных коммутацией полупроводниковых ключей, наблюдается количественное и качественное соответствие рассматриваемых напряжений как по амплитуде, так и по фазе. Максимальное расхождение результатов моделирования и эксперимента составляет 3,28 %, что говорит о высокой адекватности компьютерной модели в MatLab Simulink.

Вторая серия экспериментов выполнялась для подтверждения адекватности математической модели (4.1) при анализе в частотной области, а также при оценке КПД системы. Для этих экспериментов использовался лабораторный образец системы беспроводного заряда мощностью 3,6 кВт, показанный на рисунке 4.5. Данный лабораторный образец имеет зарядный ток аккумуляторной батареи 36 А и зарядное напряжение 100 В, таким образом эквивалентное сопротивление нагрузки равно 2,8 Ом.

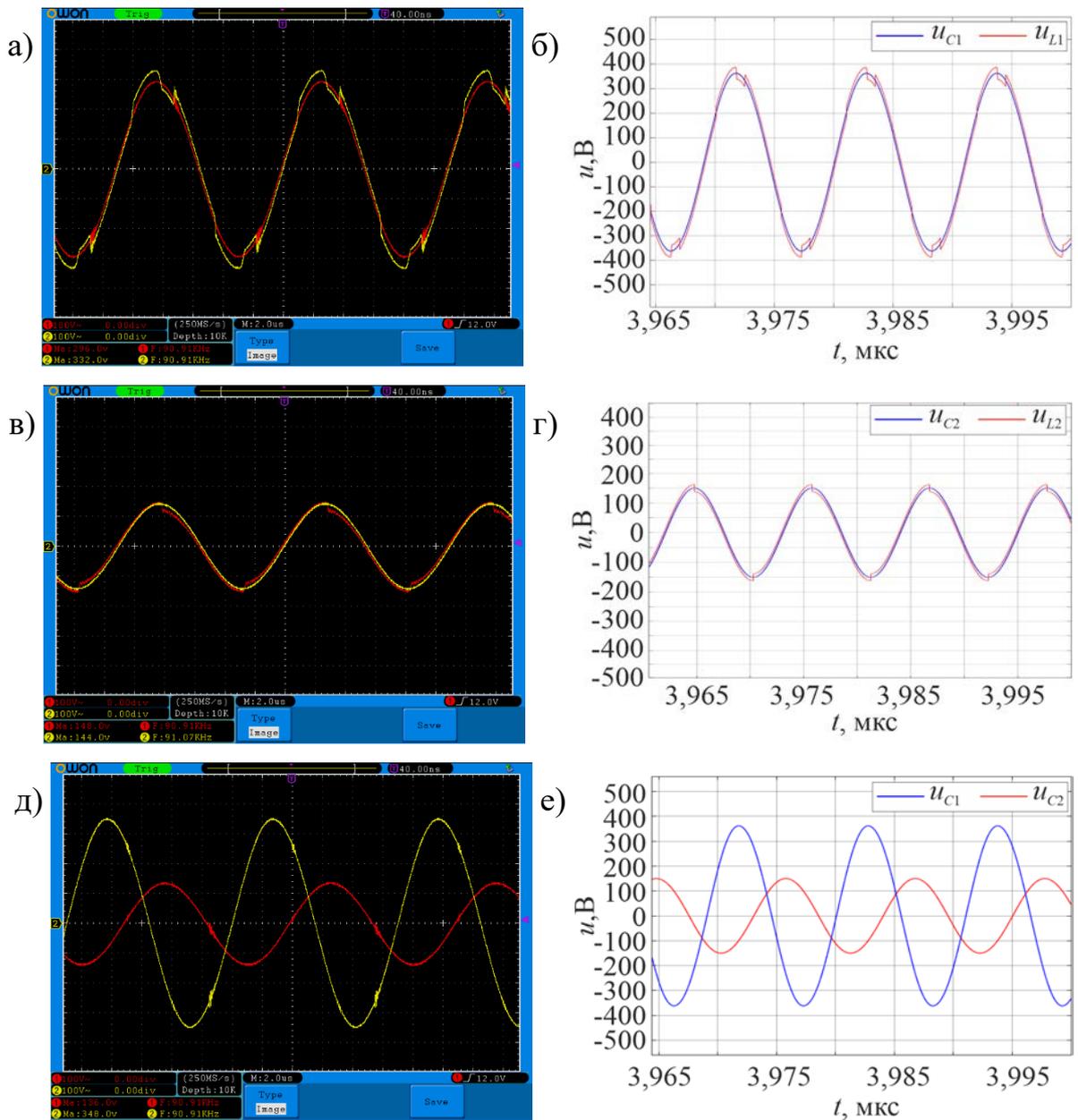


Рисунок 4.4 - Результаты экспериментов на макетном образце электровоза:

- а) u_{L1} , u_{C1} эксперимент; б) u_{L1} , u_{C1} моделирование; в) u_{L2} , u_{C2} эксперимент;
 г) u_{L2} , u_{C2} моделирование; д) u_{C1} , u_{C2} эксперимент; е) u_{C1} , u_{C2} моделирование

Для него были изготовлены две плоские прямоугольные катушки размером 600×300 мм, расположенные на расстоянии 100 мм друг от друга. В качестве конденсаторов передающей и приемной цепей использовались металлопленочные конденсаторы марки B32682A1472K000. Высокочастотный инвертор построен на MOSFET транзисторах марки IRFP90N20DPbF, а выпрямитель – на диодах Шоттки марки STPS160N100TV с номинальным током 2×80 А, максимальным обратным напряжением 100 В и изолированным напряжением 2500 В.

а)



б)

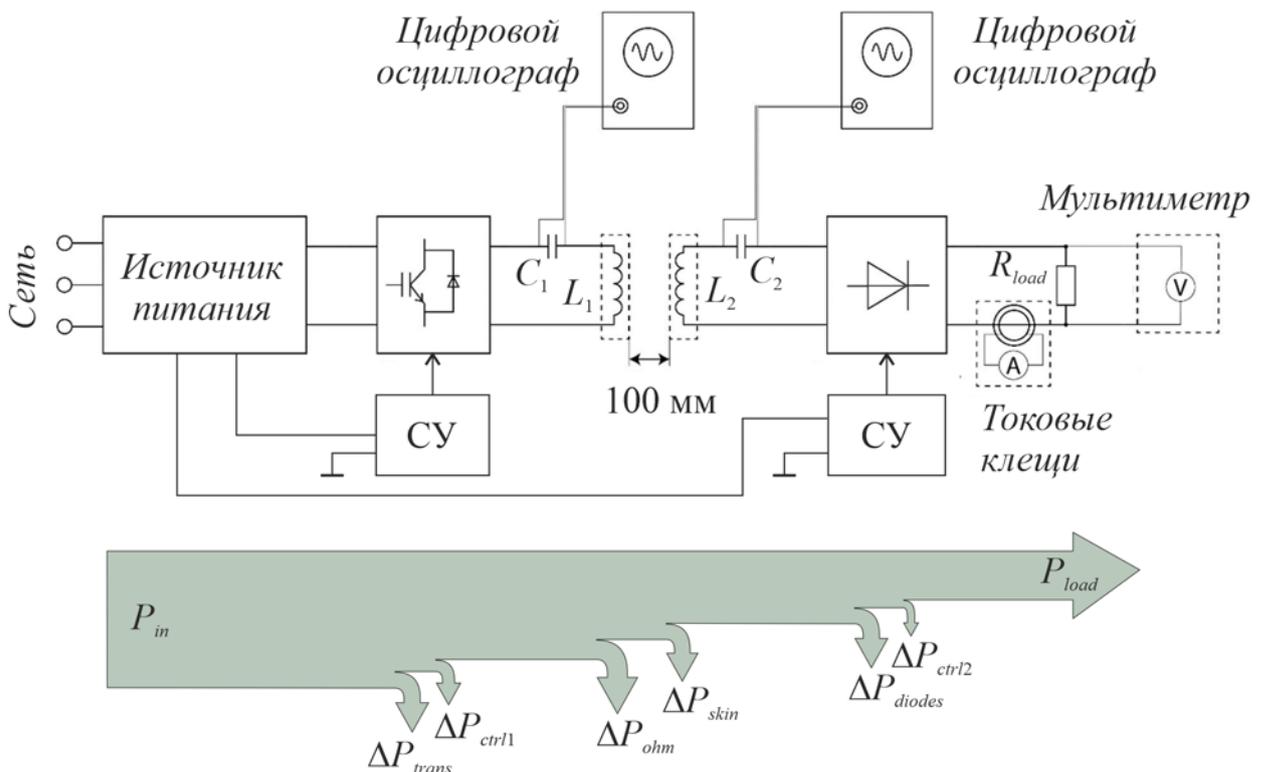


Рисунок 4.5 - Лабораторный образец системы беспроводного заряда мощностью 3,6 кВт: а) фотография оборудования; б) блок-схема

Кроме вышперечисленного, в лабораторном образце использовались источник питания постоянного тока Delta Elektronika SM330-AR-22, цифровой RLC-метр MASTECH MS-5308 (погрешность измерений $\pm 3\%$), цифровой осциллограф OWON SDS7102V (погрешность измерений $\pm 1\%$), токоизмерительные

клещи MASTECH MS2109A (погрешность измерений $\pm 3\%$), мультиметр Sonel СММ-10 (погрешность измерений $\pm 1,5\%$).

Расчет параметров данного лабораторного образца проводился в соответствии с алгоритмом на рисунке 3.6, квазиоптимальное число витков передающей и приемной обмоток составило $w=5$. Однако, поскольку элементы реальной системы беспроводного заряда неидеальны, в частности, невозможно обеспечить полную симметрию передающей и принимающей цепей резонансного контура, параметры лабораторного образца отличались от расчетных. Поэтому перед проведением экспериментов было выполнено измерение параметров RLC-метром, результаты которого приведены в таблице 4.1. Сопоставление измеренных параметров с расчетными показывает среднее отклонение в 2%, а асимметрия передающей и приемной цепей составила 0,86%.

Таблица 4.1

Расчетные параметры электрической схемы системы беспроводного заряда для рудничного электровоза марки А-5,5-600-У5

Источник данных	L_1 , мкГн	L_2 , мкГн	C_1 , мкФ	C_2 , мкФ	R_1 , мОм	R_2 , мОм	M , мкГн
Расчет	24	24	0,112	0,112	14,792	14,792	5,3
Измерение	23,3	23,1	0,104	0,104	14,361	14,237	5,9

В ходе экспериментов с лабораторным образцом системы беспроводного заряда проводилось измерение токов и напряжений. На входе инвертора использовались датчики, встроенные в источник питания постоянного тока, а на аккумуляторной батарее использовались токовые клещи и мультиметр. При измерениях на конденсаторах резонансного контура использовался цифровой осциллограф, встроенное программное обеспечение которого производило предварительную обработку сигналов. Все данные передавались на компьютер, где выполнялась окончательная обработка, включая определение КПД системы.

При этом принималось во внимание, что исходя из принятых допущений математическая модель (4.1) описывает только омические потери ΔP_{ohm} и не учитывает большую часть потерь, которые имеются в лабораторном образце системы

беспроводного заряда, такие как коммутационные и кондуктивные потери в полупроводниковых ключах высокочастотного инвертора и мостового выпрямителя, диэлектрические потери в конденсаторах резонансного контура и т. д. Для их анализа составлена блок-схема лабораторного образца, показанная на рисунке 4.5б, на которой указаны все потери, учитываемые при сравнении моделирования и эксперимента.

В первую очередь следует учитывать потери, связанные со скин-эффектом ΔP_{skin} . Скин-эффект не влияет на индуктивность катушки, но влияет на дополнительные омические потери в катушках, вызванные смещением тока в проводе катушки при работе на высоких частотах. Величина ΔP_{skin} может быть учтена в математической модели (4.1) увеличением R_1 и R_2 . Это увеличение было измерено RLC-метром и на расчетной резонансной частоте 90 кГц составило 0,16 Ом.

Помимо этого, учитывались следующие потери: ΔP_{trans} в транзисторах высокочастотного инвертора; ΔP_{diodes} в диодах мостового выпрямителя; ΔP_{ctrl1} и ΔP_{ctrl2} в системах управления (СУ) передающей и приемной цепи, которые равны соответственно 4 Вт и 2 Вт. Величина ΔP_{trans} оценивалась как произведение квадрата тока I_1 на сопротивление в открытом состоянии двух одновременно открытых транзисторов, равное 0,023 Ом для каждого. Значение ΔP_{diodes} равно удвоенному значению тока I_2 , умноженному на 0,68 В падения напряжения для двух одновременно открытых диодов.

Полученные результаты показаны на рисунке 4.6, где в частотной области приведены критерии эффективности ξ_1 - ξ_4 , вычисленные в соответствии с (3.2), (3.4) и (3.5) по данным моделирования и экспериментов. Графики, обозначенные как «идеальная модель», получены в соответствии с (4.1), при этом параметры модели соответствуют измеренным параметрам лабораторного образца по таблице 4.1. Графики «модель с учетом скин-эффекта» получены по (4.1) для увеличенных значений R_1 и R_2 . Графики «эксперимент» строго соответствуют измеренной информации, а графики «эксперимент с коррекцией потерь» относятся только к определению КПД и получены по измеренным данным с поправкой на ΔP_{trans} , ΔP_{diodes} , ΔP_{ctrl1} и ΔP_{ctrl2} .

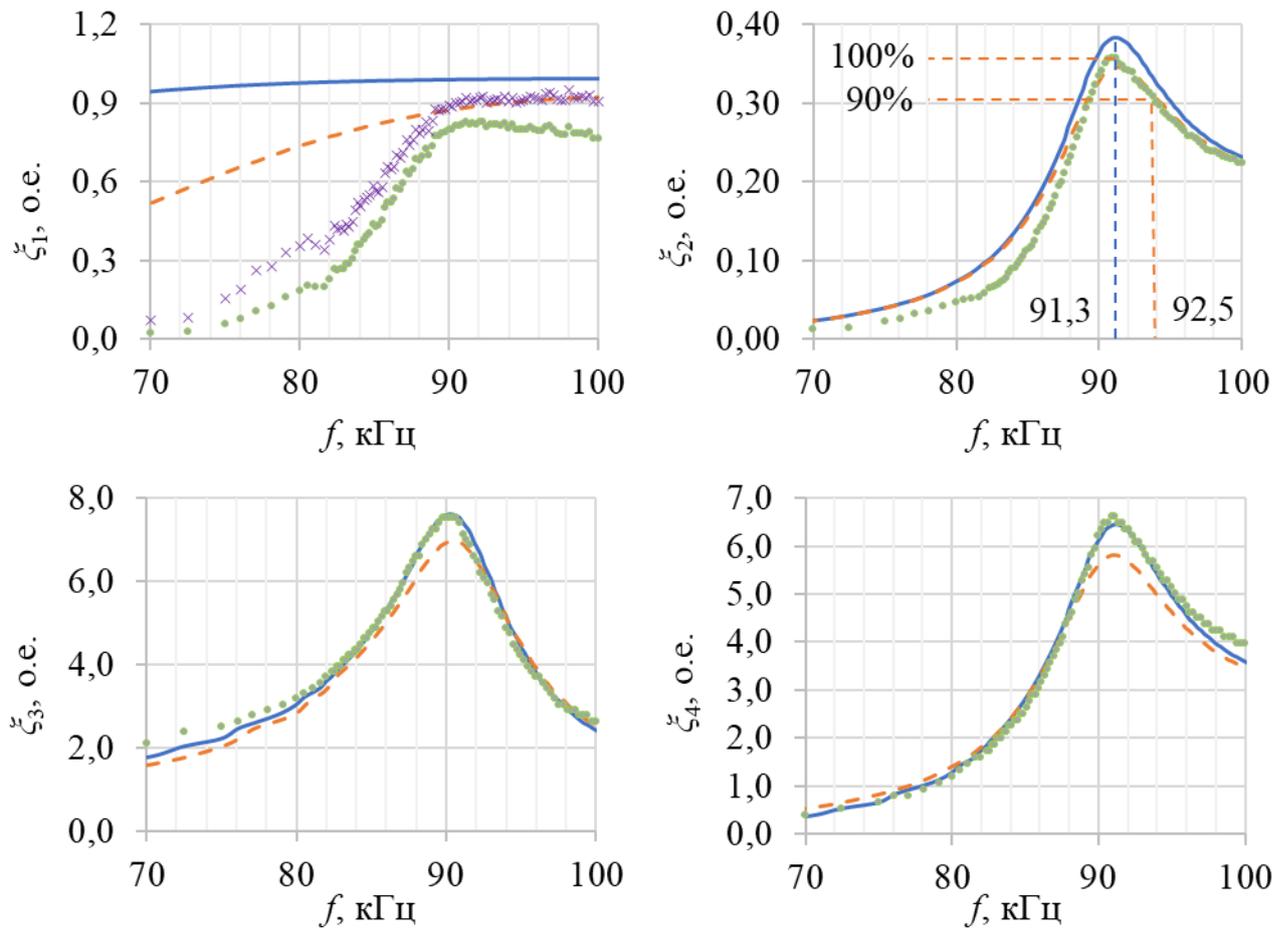


Рисунок 4.6 - Критерии эффективности ζ_1 - ζ_4 в частотной области: идеальная модель (сплошная линия); модель с учетом скин-эффекта (пунктирная линия); эксперимент (линия, маркированная точками); эксперимент с коррекцией потерь (линия, маркированная крестами)

Как видно по графикам ζ_2 , в лабораторном образце достаточно точно реализована резонансная частота. Так, при проектировании рассчитывалась резонансная частота 90 кГц, а лабораторный образец системы беспроводного заряда имеет $f_r=91.3$ кГц. Наблюдаемое небольшое отклонение резонансной частоты от расчетной вызвано отклонениями параметров и асимметрией резонансного контура, что демонстрируется в таблице 4.1.

Сравнение моделирования и эксперимента целесообразно проводить не на идеальной модели, а на модели, учитывающей скин-эффект. Такое сравнение показывает хорошую сходимость на резонансной частоте. Отклонения эксперимента от моделирования за пределами окрестностей резонансной частоты (ориентировочный диапазон частот от 88 до 96 кГц) проявляются в первую очередь при со-

поставлении КПД (см. графики ξ_1) и обусловлены допущениями математической модели (4.1), нелинейно проявляющимися в зависимости от частоты, такими как, нелинейные характеристики выпрямительных диодов и обратных диодов инвертора.

Наименьшая средняя разница наблюдается для напряжений на конденсаторах передающей и приемной цепей (см. графики ξ_3 и ξ_4), при этом экспериментальные значения в основном выше, чем даже для идеальной модели, что может быть вызвано дополнительной емкостью лабораторного образца системы беспроводного заряда, связанной с измерительным оборудованием.

Полученный экспериментально зарядный ток (см. графики ξ_2) сходится с моделью, учитывающей скин-эффект, как на резонансной частоте $f_r=91.3$ кГц, так и в диапазоне частот до 92,5 кГц, где ξ_2 не опускается ниже 90% своего максимума и, следовательно, в том диапазоне частот, где может быть выбрана рабочая частота f_o . Это означает, что при любых нормальных условиях эксплуатации будет передаваться вся необходимая мощность.

Коэффициент полезного действия (см. графики ξ_1), полученный непосредственно в ходе эксперимента, представляет собой КПД всей системы беспроводного заряда, включая вспомогательное оборудование. Он имеет максимальное значение 82,9% на частоте 92,3 кГц (входит в диапазон частот f_o). На первый взгляд эффективность системы беспроводного заряда оказалась невысока, в сравнении с известными аналогами сопоставимой мощности (Таблица 1.1 в диапазоне мощностей от 0,1 до 5 кВт), однако для большинства аналогов указанный КПД относится только к беспроводной передаче энергии, поэтому сопоставимый КПД получается после коррекции потерь. КПД с поправкой на потери имеет максимальное значение 94,8% на частоте 98,1 кГц, что слишком далеко от резонансной частоты. Учитывая диапазон частот f_o от 91,3 до 92,5 кГц, средний КПД с поправкой на потери составляет 91%, а в идеальных условиях, когда скин-эффект в проводах катушек полностью подавлен, максимальный КПД имеет значение 99,2 %.

Все вышеизложенное подтверждает, что система беспроводного заряда эффективно функционирует в рабочем диапазоне частот, а следовательно, сделан-

ные допущения и вызванная ими разница между моделированием и экспериментом подтверждают адекватность математической модели (4.1) для практического использования.

4.2. Конечноэлементная модель области электромагнитного взаимодействия

Динамическая модель системы беспроводного заряда используется для получения исходных данных для конечноэлементного моделирования в трехмерной постановке, реализованного с использованием пакета прикладных программ Altair Flux. Данное программное обеспечение позволяет моделировать статические картины распределения поля.

Конечноэлементная модель передающей и приемной катушек и области их электромагнитного взаимодействия выполнена на базе трехмерного чертежа, представляющего собой два элемента на основе прямоугольных в плане изогнутых цилиндров (катушки), размещенных с наложением в плане на фиксированном расстоянии между осями цилиндров. В качестве области моделирования выбран куб, размеры которого превышают максимальный габарит катушки на 25%. Внешний вид модели приведен на рисунке 4.7. При моделировании использовалась динамическая сетка с автоматическим выбором размера конечных элементов, обеспечивающим на каждом шаге расчета ошибку не более $1 \cdot 10^{-6}$ Тл.

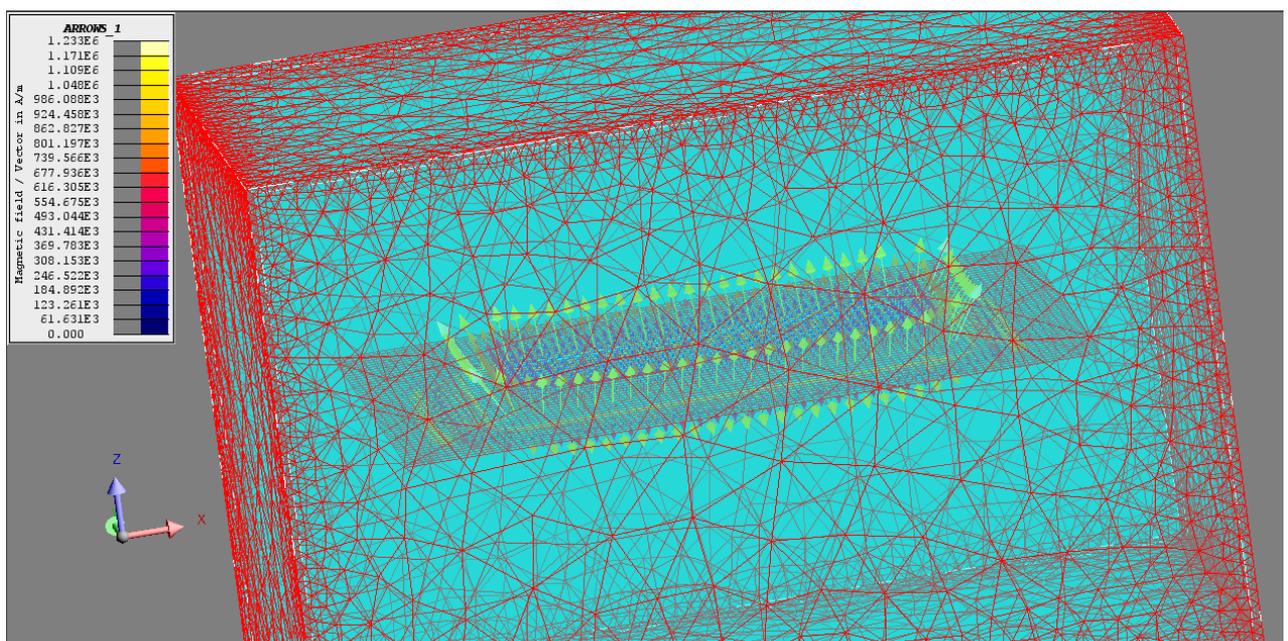


Рисунок 4.7 - Конечноэлементная модель в Altair Flux

Адекватность данной конечноэлементной модели проверялась экспериментально с использованием описанного выше лабораторного образца системы беспроводного заряда мощностью 3,6 кВт. Сопоставление картины распределения магнитного поля выполнялось для передающей катушки при токе передающей цепи равном 20 А. Для измерения индукции магнитного поля использовался милитесламетр ТПУ-01 (рисунок 4.8). Измерения проводились по осям X-Y-Z, используя сетку замеров с шагом 1 см. Поскольку обмотки передающей и приемной катушек закрыты пластиковым кожухом толщиной 3 мм, минимальное измерительное расстояние от плоскости катушек составило 0,5 см. Данные измерений обрабатывались инструментами MatLab. За нулевую отметку принят угол катушки.

Так, на рисунке 4.9 приведено поле векторов магнитной индукции. Сравнение результатов моделирования и эксперимента по полю векторов показывает их качественное соответствие, однако не может использоваться для количественной оценки. Для выполнения количественной оценки формировалась картина распределения в пространстве модуля вектора магнитной индукции, показанная на рисунке 4.10, при этом, поскольку конструкция катушки симметрична и обмотка намотана равномерно, картина распределения обладает центральной симметрией и для наглядности отображена лишь ее четверть.

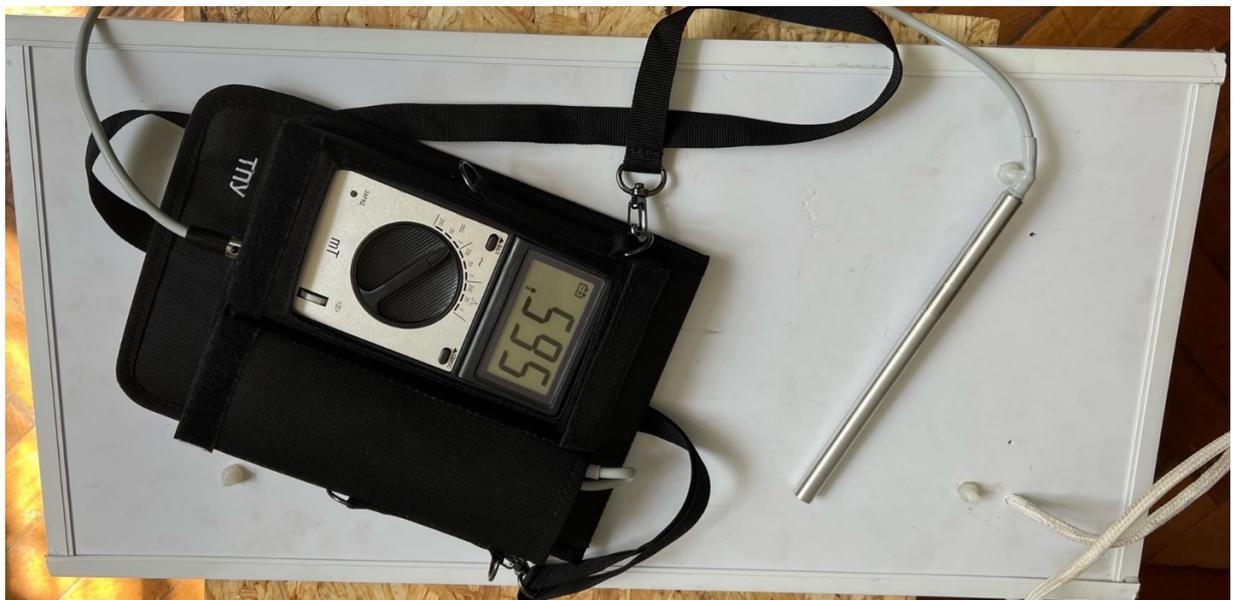
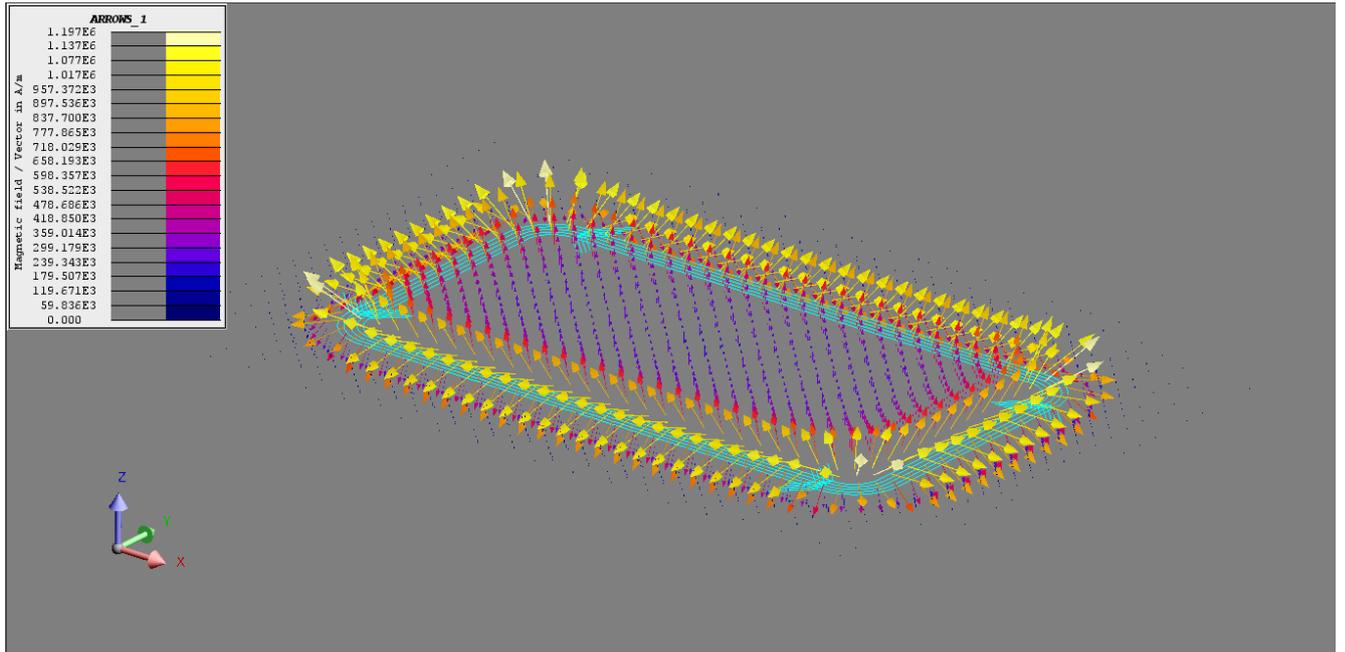


Рисунок 4.8 - Фотография передающей катушки и измерительного оборудования

a)



б)

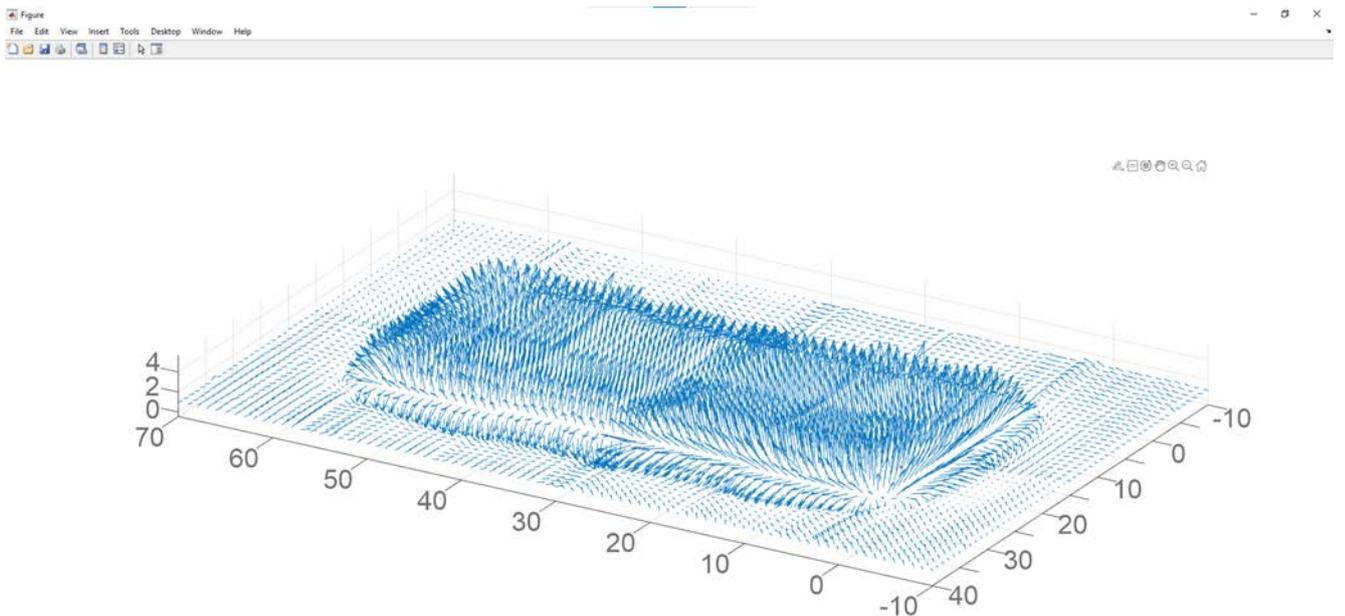
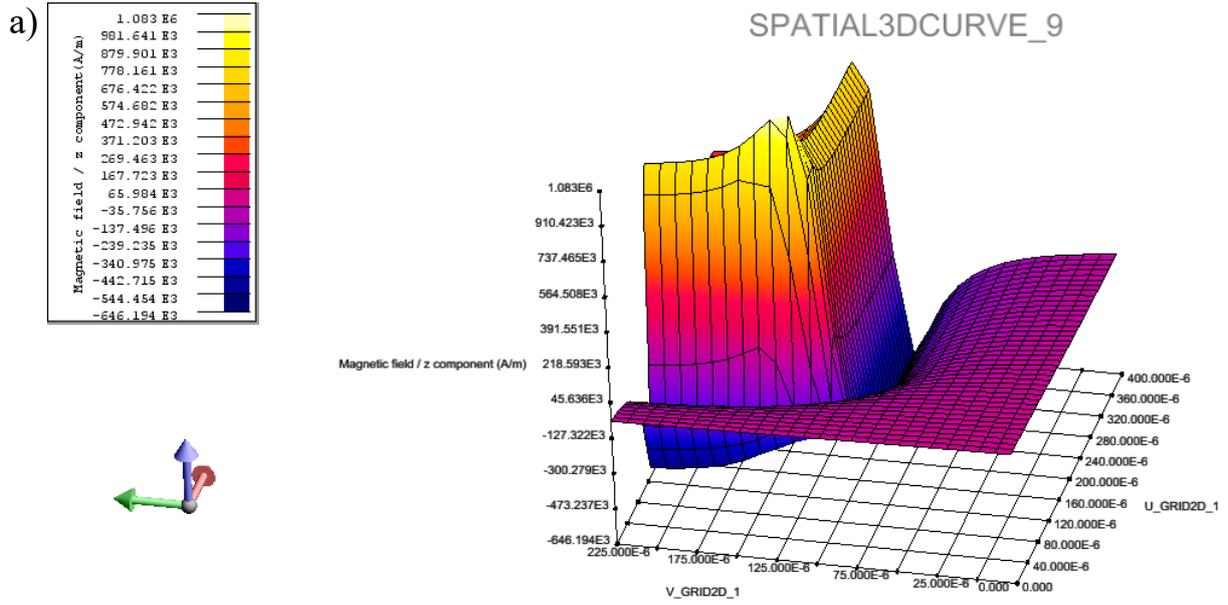


Рисунок 4.9 - Поле векторов магнитной индукции: а) конечноэлементное моделирование; б) данные измерений

При определении расхождения данных моделирования и эксперимента учитывалась инструментальная погрешность миллитесламетра δ , а также случайная погрешность позиционирования измерительного прибора относительно узлов сетки δ_{nx} , δ_{ny} , δ_{nz} , которая будет тем сильнее, чем выше градиент изменения индукции магнитного поля в точке измерения.



Formula: Magnetic field / z component

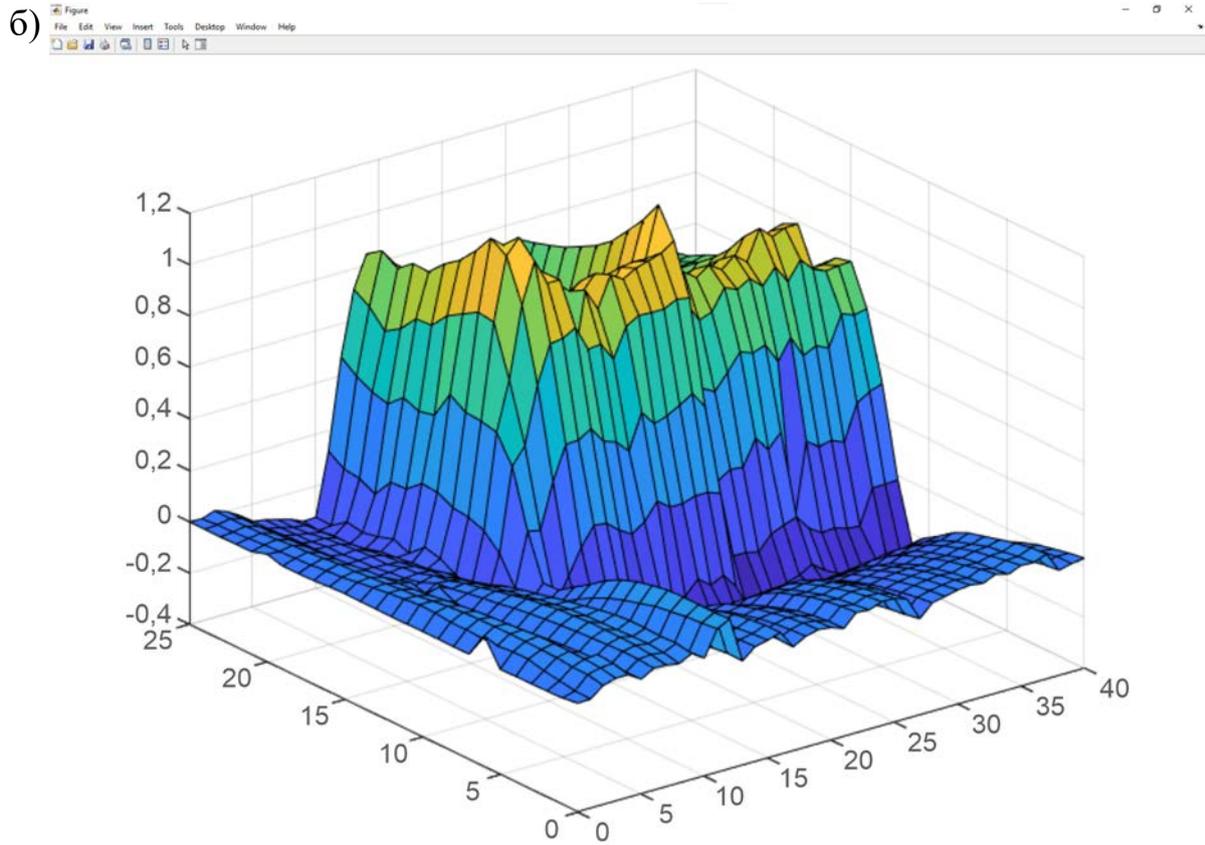


Рисунок 4.10 - Распределение в пространстве модуля вектора магнитной индукции: а) конечно-элементное моделирование; б) данные измерений

Указанные погрешности вычисляются следующим образом:

$$\delta = \pm [2,0 + 0,1(B_n / B_u - 1)],$$

где B_n – предел измерения милитесламетра; B_u – показания милитесламетра;

$$\delta_{nx} = \Delta_{nx} \frac{dB_x}{dx}; \delta_{ny} = \Delta_{ny} \frac{dB_y}{dy}; \delta_{nz} = \Delta_{nz} \frac{dB_z}{dz},$$

где Δ_{nx} , Δ_{ny} , Δ_{nz} – абсолютная погрешность позиционирования датчика по осям X, Y и Z соответственно.

Вычисление погрешностей производилось инструментами MatLab, а для удобства сопоставления данные из Altair Flux также были конвертированы в MatLab. Для каждой полученной точки измерительной информации был определен диапазон отклонений модуля вектора магнитной индукции, обусловленных погрешностью измерения, а результаты моделирования сопоставлены с этим диапазоном. При этом было установлено, что минимальная ширина диапазона составляет от ± 2 %, максимальная ширина диапазона – от минус 23 до плюс 18 %, и ни в одном узле сетки измерения модуль вектора магнитной индукции, полученный моделированием, не выходит за границы диапазона. Это подтверждает адекватность используемой конечноэлементной модели в Altair Flux и возможность ее использования для оценки безопасности применения системы беспроводного заряда аккумуляторов во взрывоопасной атмосфере согласно п. 2.1.

4.3. Оценка безопасности применения системы беспроводного заряда в условиях атмосферы опасной по газу и пыли

С помощью, описанной комплексной компьютерной модели с использованием пакетов прикладных программ MatLab Simulink и Altair Flux было проведено исследование параметров магнитного поля в области электромагнитного взаимодействия системы беспроводного заряда для рудничного электровоза марки А-5,5-600-У5, параметры которого приведены в п. 3.3. Исследование проводилось в два этапа. На первом этапе анализировались динамические процессы, в том числе определялись параметры тока передающей и приемной цепи, которые в после-

дующем на втором этапе использовались как входные данные для моделирования магнитного поля.

Параметры магнитного поля сопоставлялись с предельным значением магнитной индукции B_{\max} , вычисляемой согласно п. 2.1. Для электровоза марки А-5,5-600-У5 рассматривая зависимость B_{\max} от l (рисунок 4.11) учитывалось, что расстояние между катушками равно 100 мм, а значит длина ребра постороннего металлического предмета кубической формы не может превышать этого значения. Следовательно, амплитудное значение индукции магнитного поля рассматриваемой системы в любой точке пространства куда может попасть посторонний предмет не должно превышать 1,929 мТл.

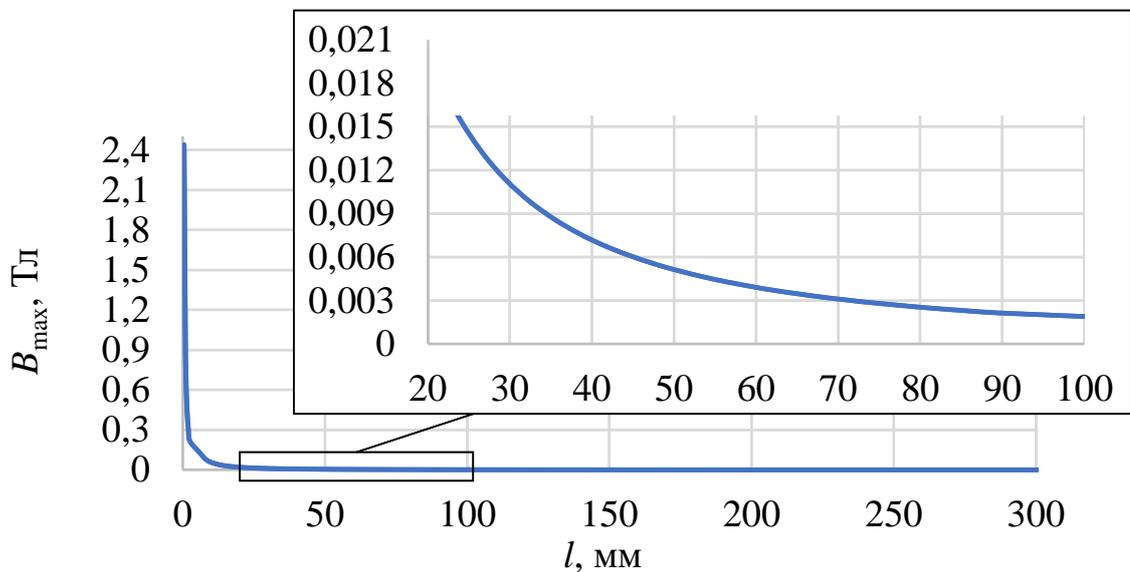


Рисунок 4.11 - Предельное амплитудное значение магнитной индукции

При работе с моделью в MatLab Simulink на входе системы устанавливалась рабочая частота и скважность, значения которых определялись из следующих рассуждений. Система рассчитывалась для резонансной частоты равной $f_r=90$ кГц и на этой частоте отмечается максимум тока приемной цепи i_2 при постоянстве напряжения на входе резонансного контура u_1 , коэффициент передачи по току $i_2/u_1=2$ А/В. В то же время КПД беспроводной передачи энергии на данной частоте равен 0,988 при теоретическом максимуме для данной системы 0,994. Исходя из этого рабочая частота f_o выбрана отличающейся от резонансной, так, чтобы со-

блюдался баланс между стремлением к максимуму КПД и обеспечением требуемого зарядного тока. В рассматриваемом случае требуется зарядный ток равен 260 А, а, следовательно, амплитудное значение тока i_2 составляет 368 А. Учитывая, что минимальный теоретический коэффициент передачи по току $i_2/u_1=0,606$ А/В, амплитудное значение напряжения u_1 должно быть 607 В. Учитывая, что при трехфазном сетевом напряжении с действующим фазным значением 660 В напряжение звена постоянного тока составит 891 В, требуемый зарядный ток будет обеспечен на любой рабочей частоте. Исходя из этого в качестве рабочей частоты выбрана частота $f_o=97,1$ кГц, на которой обеспечивается максимум КПД. Скважность, обеспечивающая требуемое напряжение на входе резонансного контура равна 0,68. Полученные для описанных условий токи i_1 и i_2 показаны на рисунке 4.12.

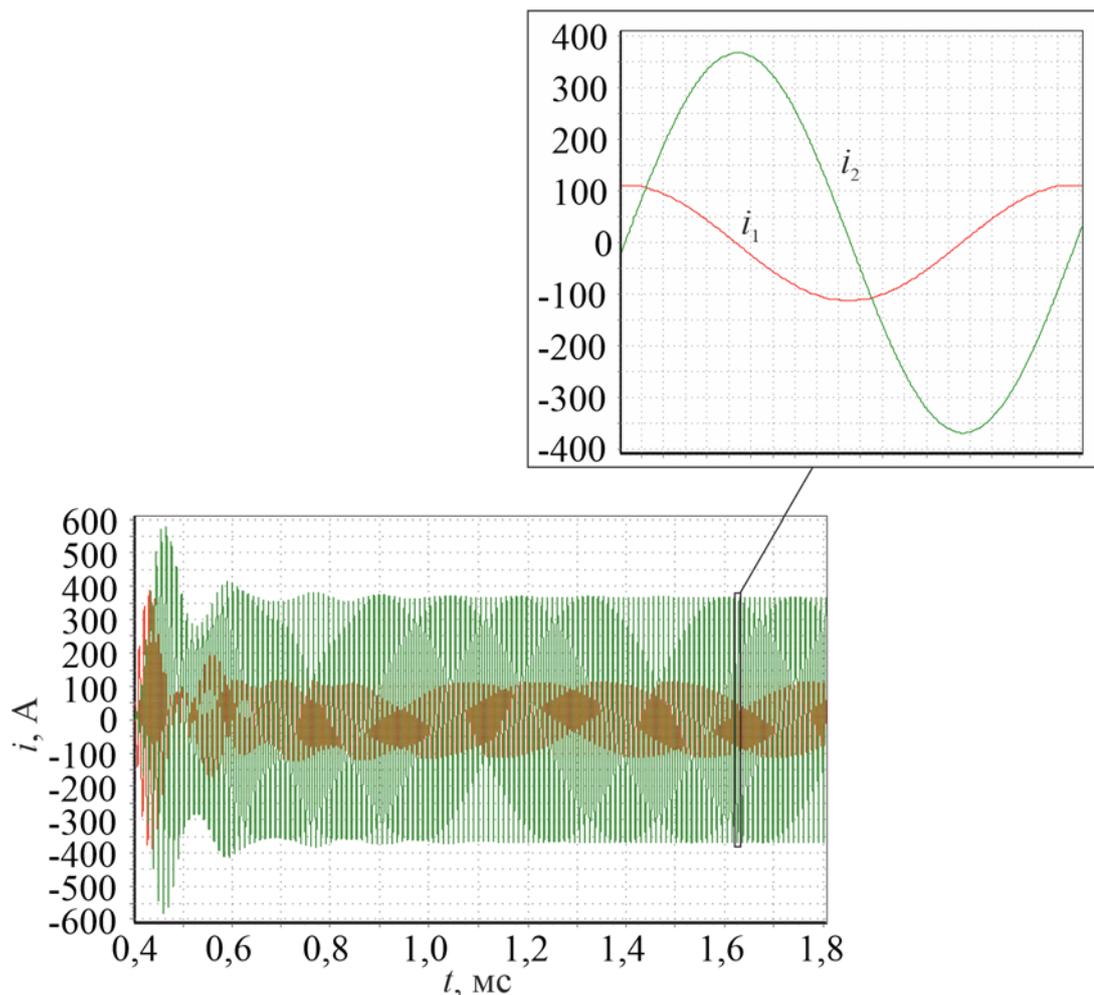


Рисунок 4.12 - Моделирование переходных процессов i_1 и i_2

Амплитудные значения данных токов, а также фазовый сдвиг между ними использовались как входные данные для конечноэлементной модели, определяющей распределенное в пространстве поле векторов магнитной индукции в течение периода изменения токов. Результаты моделирования магнитного поля в области электромагнитного взаимодействия приведены на рисунке 4.13 и рисунке 4.14, где показано поле векторов магнитной индукции и распределение магнитной индукции в окрестностях обмоточного провода катушек. Поскольку результаты моделирования в Altair Flux статичны и соответствуют конкретным мгновенным значениям токов i_1 и i_2 , для получения картины распределения переменного магнитного поля выполняется моделирование для набора мгновенных значений i_1 и i_2 , соответствующих различной величине фазы, при этом за нулевую фазу принят переход через ноль тока i_1 .

Анализ результатов на рисунке 4.14 показал, что за пределами окрестностей обмоточного провода индукция магнитного поля и передающей, и приемной катушек имеет пренебрежимо малое значение, а в центре прямоугольника 3000×700 равна нулю. Это говорит о достаточно высокой электромагнитной совместимости и безопасности для персонала по критериям [215].

В окрестностях обмоточного провода катушек максимальная индукция за пределами провода составляет 3,548 мТл, однако уже на удалении 18 мм индукция магнитного поля не превышает 1,929 мТл. Поскольку изначально при анализе конструктивных решений системы беспроводного заряда для рудничного электровоза предполагалось катушки заизолировать или заливать компаундом, при слое такой изоляции толщиной 20 мм будут обеспечены условия, при которых попадание между передающей и приемной катушками любого металлического предмета не вызовет его нагревания до температур, способных воспламенить атмосферу предприятия подземной добычи полезных ископаемых.

Полученный результат соответствует ситуации, когда в системе беспроводного заряда отсутствует относительное смещение передающей и приемной катушки. Однако, в процессе эксплуатации возможны отклонения в позиционировании электровоза на зарядной площадке.

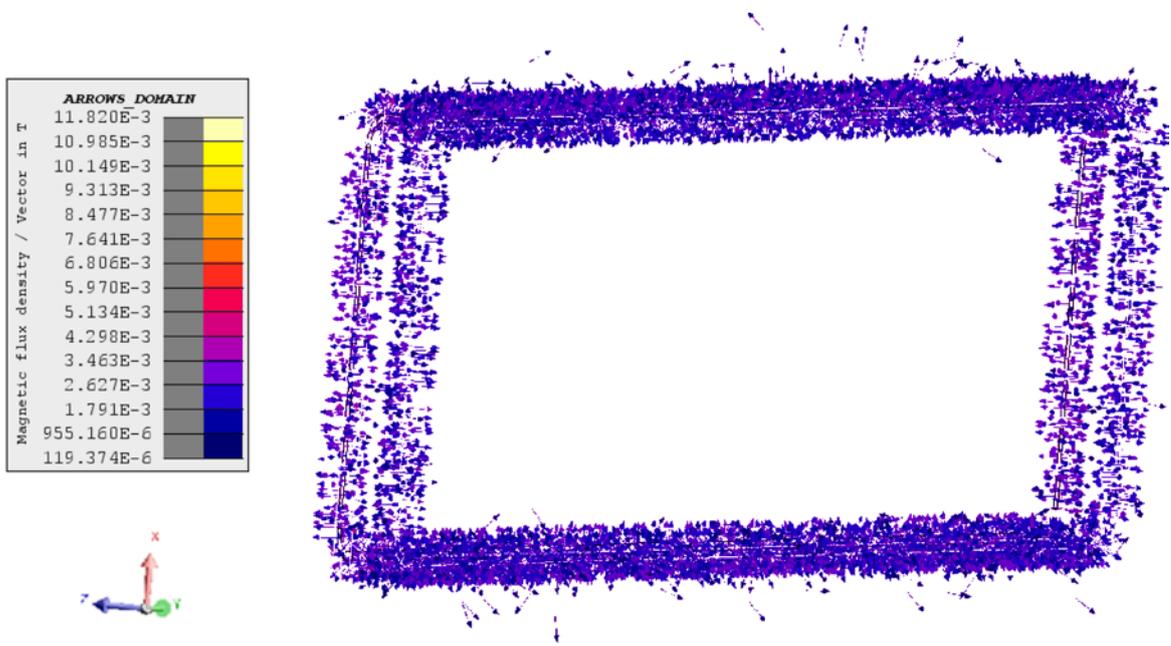


Рисунок 4.13 - Поле векторов магнитной индукции
для значения фазы равного 20°

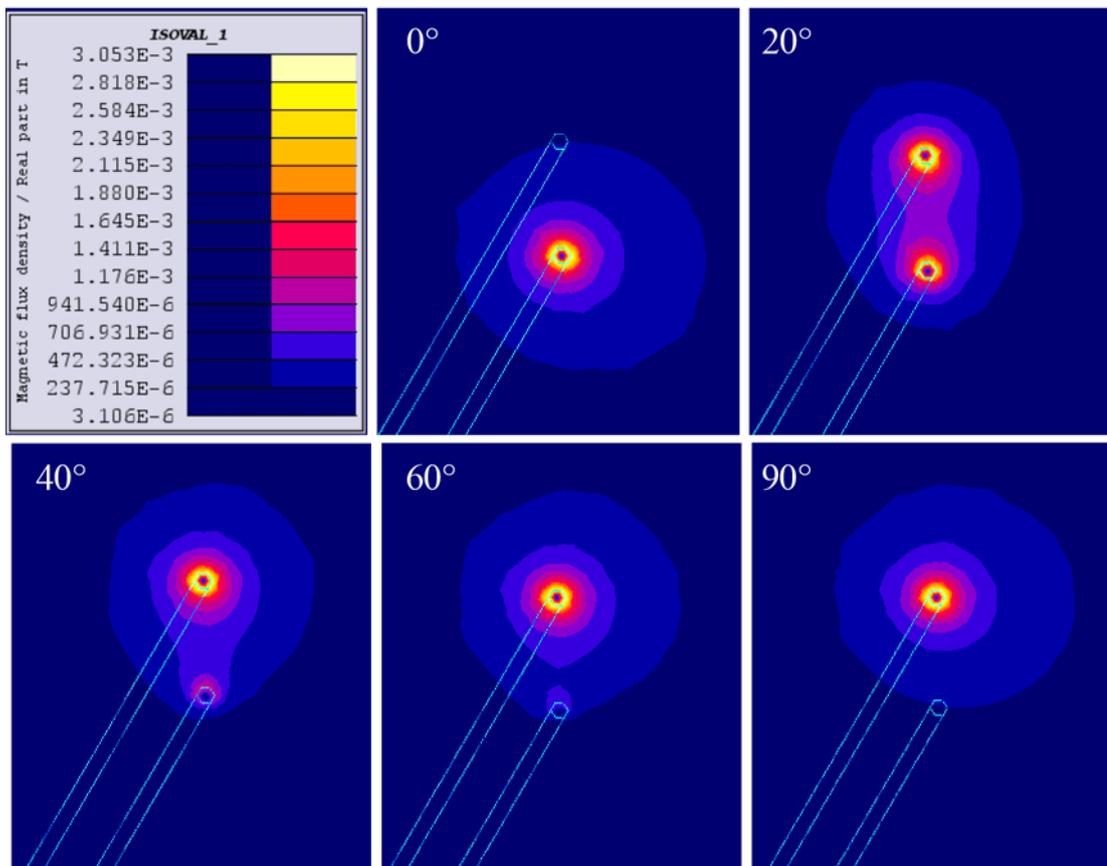


Рисунок 4.14 - Распределение магнитной индукции
в окрестностях обмоточного провода катушек для значений фазы равных
 0° , 20° , 40° , 60° и 90°

Для исследования безопасности применения системы беспроводного заряда в этой ситуации примем, что допустимое отклонение позиционирования составляет 30% от длины катушки, что соответствует смещению $\Delta x = 1000$ мм. При этом в резонансном контуре изменится лишь один параметр – взаимная индуктивность, величина которой при данном смещении катушек составит 1,64 мкГн.

Для рассматриваемого случая критерии эффективности ξ_1 и ξ_2 в частотной области представлены на рисунке 4.15. Из полученных графиков видно, что частота, соответствующая максимальному КПД (см. график ξ_1), практически не изменилась, а коэффициент передачи по току i_2/i_1 (см. график ξ_2) соответствующий максимуму КПД увеличился до единицы, что обеспечивает возможность передачи требуемой мощности для аккумуляторной батареи.

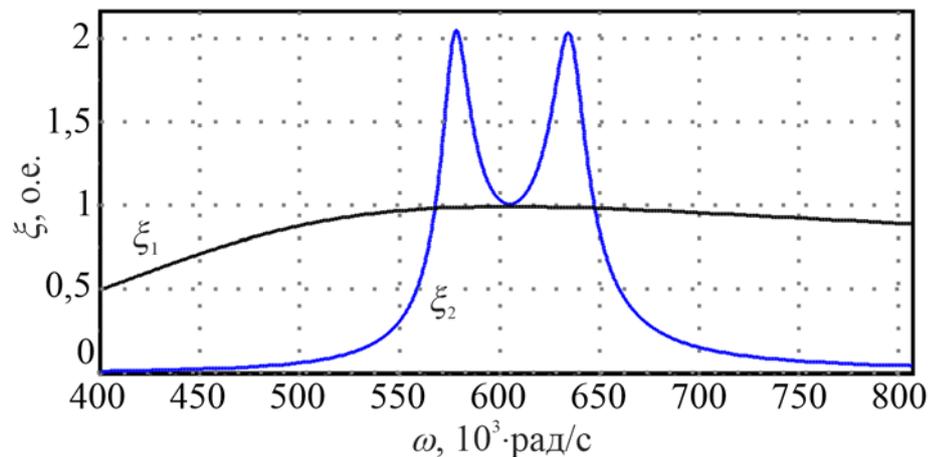


Рисунок 4.15 - Критерии эффективности ξ_1 и ξ_2 в частотной области при наличии смещения между катушками

Поскольку для оценки величины индукции магнитного поля в окрестностях передающей и принимающей катушек необходимо знать значения токов, протекающих по соответствующим катушкам в конкретный момент времени, дальнейший анализ можно упростить, используя вместо динамической модели в MatLab Simulink математическую модель системы беспроводного заряда (4.2), из которой после ряда преобразований выводится уравнение передаточной функции, описывающей отношение тока i_2 к току i_1 :

$$W(s) = \frac{I_2(s)}{I_1(s)} = -\frac{s^2 C_2 M}{(s^2 C_2 L_2 + s C_2 R_2 + 1)},$$

из которого в частотной области получим уравнения для соответствующих АЧХ и ФЧХ:

$$A(\omega) = \sqrt{\left(\frac{\omega^2 C_2 M (1 - \omega^2 C_2 L_2)}{(1 - \omega^2 C_2 L_2)^2 + (\omega C_2 R_2)^2} \right)^2 + \left(\frac{\omega^3 C_2^2 M R_2}{(1 - \omega^2 C_2 L_2)^2 + (\omega C_2 R_2)^2} \right)^2}; \quad (4.3)$$

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{\omega C_2 R_2}{1 - \omega^2 C_2 L_2},$$

графическое представление которых для системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза марки А-5,5-600-У5 приведено на рисунке 4.16.

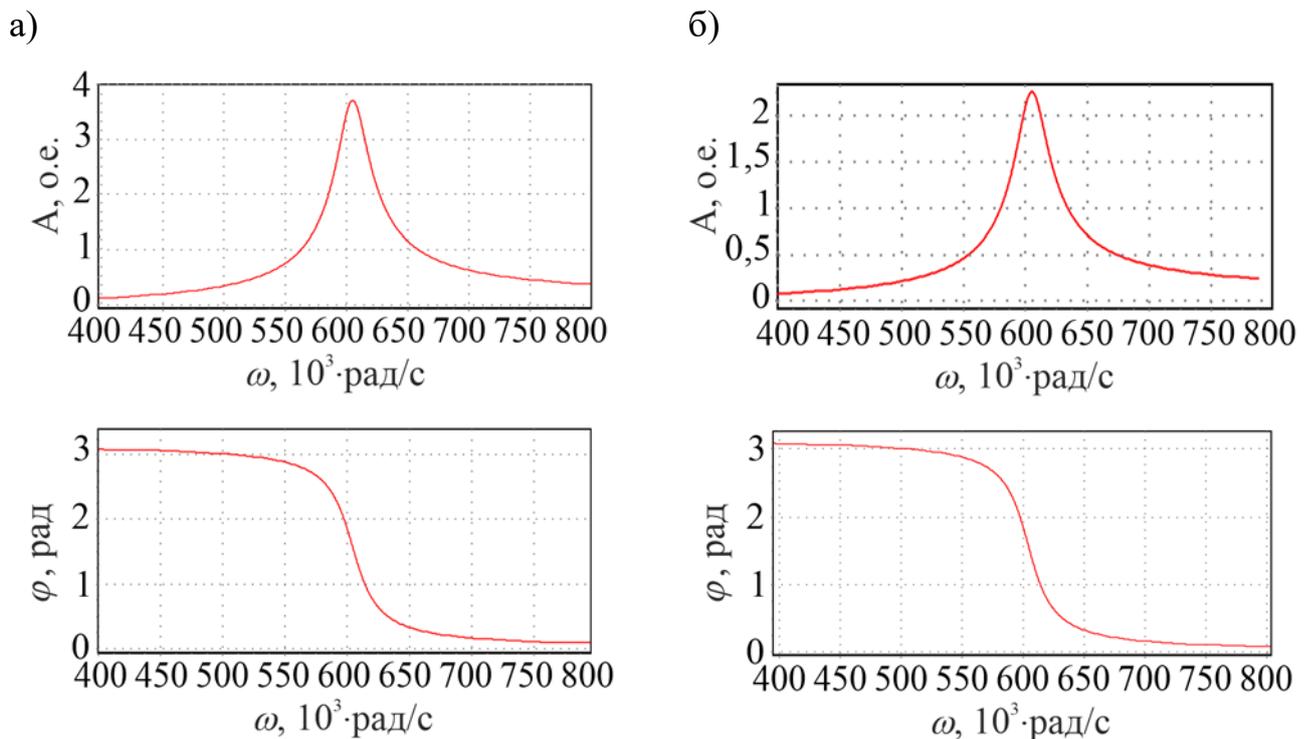


Рисунок 4.16 - АЧХ и ФЧХ для отношения тока i_2 к току i_1 :

а) при отсутствии смещения; б) при смещении 1000 мм

Из полученных графиков видно, что на выбранной рабочей частоте $f_o = 97,1$ кГц (≈ 610 рад/с) фазовый сдвиг между токами сохраняется на уровне 90° ($\approx 1,57$ рад), а коэффициент передачи по току при этом уменьшается до значения 2,25. Таким образом величина тока первичной обмотки при максимальном

отклонении катушек будет составлять 115,5 А. Вычисленные таким образом токи i_1 и i_2 использовались для конечноэлементного моделирования, результаты которого показаны на рисунке 4.17.

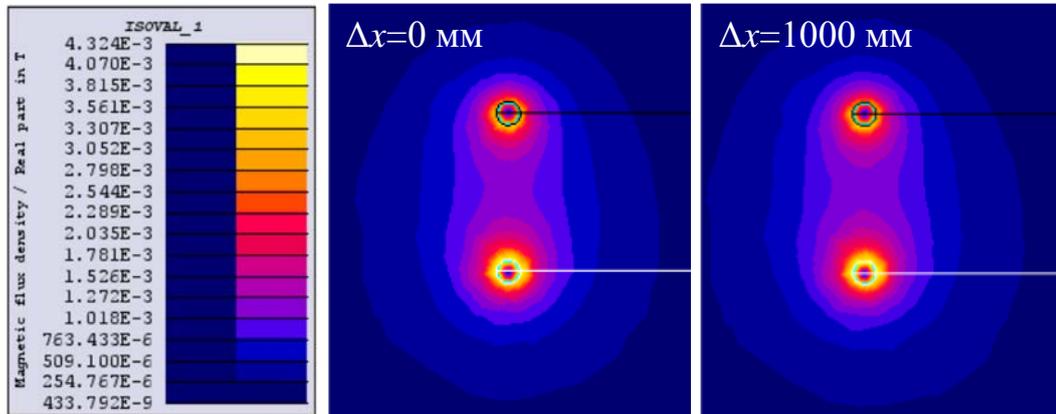


Рисунок 4.17 - Распределение магнитной индукции

в окрестностях обмоточного провода катушек для значения фазы равной 20° при отсутствии смещения и при смещении 1000 мм

Как можно видеть, при наличии смещения катушек индукция магнитного поля так же концентрируется в непосредственной близости от проводников обмоток катушек, но ее величина несколько возросла, так что предельное значение, равное 1,929 мТл для расстояния между катушками 100 мм (см. рисунок 4.11), обеспечивается на удалении уже не 18 мм, а 25 мм. Таким образом, при допустимом смещении катушек на 1000 мм чтобы гарантированно исключить перегрев посторонних металлических предметов необходимо обеспечить слой изоляции толщиной 30 мм. В этом случае попадание любых посторонних металлических предметов между передающей и приемной катушками не вызовет его нагревания до температур, способных воспламенить атмосферу предприятия подземной добычи полезных ископаемых.

4.4. Экспериментальная оценка нагрева постороннего металлического предмета между катушками

Выводы п. 4.3 сделаны на основании моделирования. Учитывая важность вопросов безопасности, несмотря на подтвержденную адекватность комплексной

модели, выполненной с использованием пакетов прикладных программ MatLab Simulink и Altair Flux, были проведены экспериментальные исследования, предполагающие размещение между катушками системы беспроводного заряда металлических предметов кубической формы, имеющих разный размер и изготовленных из разных материалов (рисунок 4.18).



Рисунок 4.18 - Номенклатура исследуемых металлических предметов

Использовались целно заполненные металлические кубы, выполненные из алюминия и железа, с длиной ребра 10 мм, 30 мм и 50 мм. В ходе экспериментов передающая и приемная катушки располагались торцами на деревянной поверхности, перпендикулярно ей. Расстояние между катушками установлено 100 мм, смещение отсутствовало. Поскольку наибольшая интенсивность магнитного поля наблюдается в окрестностях обмоток катушек, каждый куб помещался на той же деревянной поверхности, где расположены катушки. Для анализа температуры нагрева использовался тепловизор Fluke TiS20. Варианты картин тепловизионного контроля показан на рисунке 4.19.

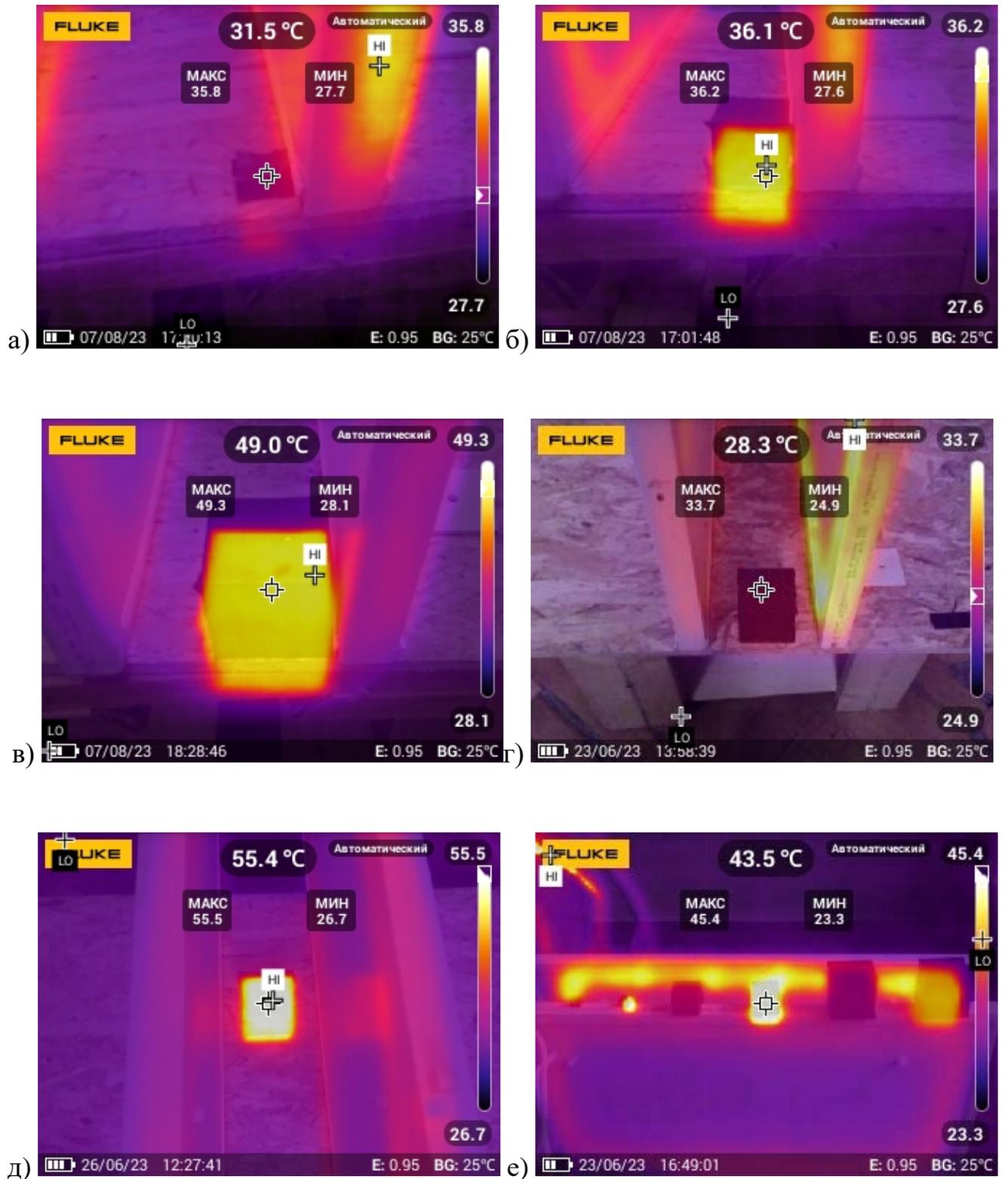


Рисунок 4.19 - Картины тепловизионного контроля: а) железный куб 10 мм при угловом размещении; б) железный куб 30 мм при угловом размещении; в) железный куб 50 мм при угловом размещении; г) алюминиевый куб 50 мм при угловом размещении; д) железный куб 50 мм при центральном размещении; е) разница интенсивности нагрева железа и алюминия

Эксперименты проводились с использованием описанного выше лабораторного образца системы беспроводного заряда мощностью 3,6 кВт. Для сопоставимости условий моделирования источник питания Delta Elektronika SM330-AR-22 использовался в режиме источника постоянного тока, причем величина тока выбиралась таким образом, чтобы выполнялось равенство расчетного значения магнитной индукции при эксперименте расчетному значению при конечно-элементном моделировании, выполненном в п. 4.3, с учетом различий в геометрии катушек. Нагрев каждого куба проводился в течение часа. Экспериментально установлено, следующее:

1. Подтверждена прямая зависимость температуры нагрева от размера металлического предмета.
2. Предметы из алюминия нагреваются до температуры на 30 % меньшей, чем железные.
3. Наибольшая температура нагрева наблюдается при размещении железного предмета между центрами ребер катушек.
4. Максимальная полученная температура составила 55,4 °С.

Таким образом подтверждается, что посторонний металлический предмет, попавший в зону действия переменного магнитного поля высокой частоты, при соблюдении условий, описанных в п. 4.3, увеличивает свою температуру недостаточно для воспламенения атмосферы опасной по газу и пыли.

4.5. Выводы по разделу

1. Математическая модель системы беспроводного заряда, построенная на базе эквивалентной схемы замещения, позволяет производить анализ и во временной, и в частотной области.

2. Компьютерная модель в MatLab Simulink обеспечивает моделирование переходных процессов в системе беспроводного заряда точностью до 3,28 %.

3. При учете дополнительных потерь, связанных со скин-эффектом, а также потерь в транзисторах высокочастотного инвертора, в диодах мостового выпрямителя и в системах управления передающей и приемной цепи, математическая

модель системы беспроводного заряда позволяет с высокой адекватностью оценивать КПД в рабочем диапазоне частот.

4. Конечноэлементная модель в Altair Flux обеспечивает достоверность картины распределения магнитного поля в области электромагнитного взаимодействия между передающей и приемной катушками с погрешностью, не превышающей погрешность средств измерения магнитного поля.

5. В отсутствии смещения между катушками системы беспроводного заряда при слое изоляции обмоток толщиной 20 мм будут обеспечены условия, при которых попадание между передающей и приемной катушками любого металлического предмета не вызовет его нагревания до температур. При возникновении смещения катушек, если величина смещения не превышает 30% от длины катушки, данные условия будут обеспечиваться при толщине изоляции 30 мм.

6. Экспериментально установлено, что температура нагрева постороннего металлического предмета в условиях, сопоставимых с условиями эксплуатации системы беспроводного заряда для рудничного электровоза марки А-5,5-600-У5, недостаточна для воспламенения атмосферы опасной по газу и пыли.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе дано решение актуальной научной задачи исследование возможности применения беспроводной зарядной станции шахтового электровоза, работающего во взрывоопасной среде, имеющее важное теоретическое и практическое значение и являющееся существенным вкладом в развитие горного машиностроения.

Основные научные и практические результаты выполненной работы заключаются в следующем:

1. Установлено, что наилучшим решением для системы беспроводного заряда рудничного электровоза является следующая совокупность схемотехнических и конструктивных решений: двухуровневый высокочастотный инвертор в режиме источника напряжения; пассивный выпрямитель; последовательная топология индуктивно-емкостного контура; прямоугольное конструктивное исполнение приемной и передающей катушек.

2. Определено, что при выборе рабочей частоты, обеспечивающей максимум КПД, мощность беспроводной передачи энергии будет иметь локальный минимум, в результате чего возникают два противоречащих принципа оптимизации систем беспроводного заряда: принцип максимальной передачи мощности и принцип максимальной энергоэффективности.

3. Определено, что для системы беспроводного заряда аккумуляторов рудничного электровоза А-5,5-600-У5 квазиоптимальным по принципу максимальной энергоэффективности, но с использованием граничных условий, будет следующий набор параметров: $L=16,6$ мкГн, $M=2,7$ мкГн, $R=0,003$ Ом, $C=0,162$ мкФ, $R_{load}=0,5$ Ом.

4. Доказано, что математическая модель системы беспроводного заряда, построенная на базе эквивалентной схемы замещения, позволяет производить анализ и во временной, и в частотной области.

5. Установлено, что компьютерная модель в MatLab Simulink обеспечивает моделирование переходных процессов в системе беспроводного заряда точностью до 3,28 %.

6. Установлено, что при учете дополнительных потерь, связанных со скин-эффектом, а также потерь в транзисторах высокочастотного инвертора, в диодах мостового выпрямителя и в системах управления передающей и приемной цепи, математическая модель системы беспроводного заряда позволяет с высокой адекватностью оценивать КПД в рабочем диапазоне частот.

7. Определено, что в отсутствии смещения между катушками системы беспроводного заряда при слое изоляции обмоток толщиной 20 мм будут обеспечены условия, при которых попадание между передающей и приемной катушками любого металлического предмета не вызовет его нагревания до температур, способных воспламенить взрывоопасную атмосферу предприятия подземной добычи полезных ископаемых. При возникновении смещения катушек, если величина смещения не превышает 30% от длины катушки, данные условия будут обеспечиваться при толщине изоляции 30 мм.

8. Экспериментально установлено, что температура нагрева постороннего металлического предмета в условиях, сопоставимых с условиями эксплуатации системы беспроводного заряда для рудничного электровоза марки А-5,5-600-У5, недостаточна для воспламенения атмосферы опасной по газу и пыли.

Перспективы дальнейшей разработки темы исследования заключаются в распространении полученных результатов на другие типоразмеры и виды горного оборудования.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

Список использованных сокращений

BP – катушка биполярной конструкции.

DD – катушка с конструкцией «Двойная D».

DDQ – катушка с конструкцией «Двойная D со сдвигом».

GaN – полупроводниковые ключи на основе нитрида галлия.

IGBT – биполярный транзистор с изолированным затвором.

MOSFET – полевой транзистор с изолированным затвором.

PP – параллельно-параллельная топология.

PS – параллельно-последовательная топология.

Si – полупроводниковые ключи на основе кремния.

SiC – полупроводниковые ключи на основе карбида кремния.

SP – последовательно-параллельная топология.

SS – последовательно-последовательная топология.

ZCS – коммутация при нулевых токах.

ZVS – коммутация при нулевых напряжениях.

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика.

БПЭ – беспроводная передача энергии.

ИС – индекс согласованности.

КПД – коэффициент полезного действия.

МПС – матрица парных сравнений.

ОС – отношение согласованности.

РВ – рудничное взрывобезопасное исполнение.

РП – исполнение "повышенная надежность против взрыва".

СС – индексом случайной согласованности.

СУ – система управления.

ФЧХ – фазово-частотная характеристика.

Список использованных обозначений

- ΔP_{ohm} – омические потери;
- ΔP_{ctrl1} и ΔP_{ctrl2} – потери в системах управления передающей и приемной цепи;
- ΔP_{diodes} – потери в диодах мостового выпрямителя;
- ΔP_{skin} – потери, связанные со скин-эффектом;
- ΔP_{trans} – потери в транзисторах высокочастотного инвертора;
- Δx – смещение катушек;
- A_1, A_2, A_3 – коэффициенты, зависящие от температуры воздуха;
- B – индукция магнитного поля;
- B_{max} – амплитудное значение индукции магнитного поля;
- C_1 – емкость передающей стороны;
- C_2 – емкость принимающей стороны;
- C_{Ki} – матрица парных сравнений критериев относительно критерия Ki ;
- $C_{Ki,Ri}$ – матрица парных сравнений решений Ri относительно критерия Ki ;
- f_o – рабочая частота;
- f_r – резонансная частота;
- Gr – число Грасгофа;
- H – напряженность магнитного поля;
- i_1 – ток передающей катушки;
- i_2 – ток принимающей катушки;
- I_{2n} – номинальный ток приемной цепи;
- k_{CC} – индекс случайной согласованности;
- k_{IC} – индекс согласованности;
- k_{OC} – отношение согласованности;
- l – габаритный размер охлаждаемой поверхности;
- L_1 – индуктивность передающей катушки;
- L_2 – индуктивность принимающей катушки;
- M – взаимная индуктивность;
- P_m – мощность магнитного поля;

Pr – число Прандтля;

R_1 – сопротивление передающей стороны;

R_2 – сопротивление принимающей стороны;

$R_{2\Sigma}$ – суммарное сопротивление ($R_2 + R_{load}$);

R_{load} – эквивалентное сопротивление аккумуляторной батареи;

s – оператор Лапласа;

t – время;

u_1 – входное напряжение резонансного контура;

u_2 – выходное напряжение резонансного контура;

u_{C1} – напряжение конденсатора на передающей стороне;

u_{C2} – напряжение конденсатора на принимающей стороне;

$U_{C1 \max}$, $U_{C2 \max}$ – максимальное допустимое напряжение на конденсаторах передающей цепи и приемной цепи соответственно;

$U_{in \max}$ – максимальное напряжение, получаемое от источника питания;

V – некоторый объеме пространства;

$V_{Ki,R}$ – вектор локальных приоритетов решений относительно критерия Ki ;

w – число витков обмотки;

w_m – плотность энергии магнитного поля;

W_{Ki} – вектор относительной важности критериев относительно критерия Ki ;

W_m – энергия магнитного поля;

x – расстояние между катушками;

α – коэффициент температуропроводности;

δ – инструментальная погрешность миллитесламетра;

δ_{nx} , δ_{ny} , δ_{nz} – случайная погрешность позиционирования измерительного прибора относительно узлов сетки

η – коэффициент полезного действия;

θ – вектор параметров резонансного контура;

μ – магнитная проницаемость среды;

μ_0 – магнитная проницаемость вакуума;

$\zeta_1(\theta, \omega)$ – функция энергоэффективности;

$\xi_2(\theta, \omega)$ – функция, определяющая количество передаваемой мощности при постоянстве питающего напряжения, подлежащая ограничению снизу;

$\xi_{2\min}(\theta, \omega)$, $\xi_{3\max}(\theta, \omega)$, $\xi_{4\max}(\theta, \omega)$ – граничные условия соответствующих функций, определяющие область оптимизации эффективности системы беспроводного заряда;

$\xi_3(\theta, \omega)$, $\xi_4(\theta, \omega)$ – функции, определяющие превышение напряжения на конденсаторах передающей и принимающей цепей над питающим напряжением, которые должны быть ограничены сверху;

τ – превышение температуры предмета над температурой окружающей среды;

ω – угловая частота;

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Underground Mining. Global Market Outlook (2019-2027). – Statistics Market Research Consulting Pvt Ltd, 2020. – 173 p.
2. Hirschi J. (ed.). Advances in Productive, Safe, and Responsible Coal Mining. – Woodhead Publishing, 2018.
3. Walker S.C. Mine Winding and Transport. – Elsevier Science, 1988.
4. Jäderblom N. From Diesel to Battery Power in Underground Mines. – Luleå University of Technology, 2017. – 75 p.
5. Marinovic N. Electrotechnology in mining. – Elsevier, 2012.
6. Марков А.М. Автоматизированный электропривод современного шахтного электровоза // Вестник Псковского государственного университета. Серия: Технические науки. – 2017. – № 5. – С. 25-36.
7. Правила безопасности в угольных шахтах: приказ от 8 декабря 2020 г. N 507. – М.: Стандартинформ, 2020.
8. Инновационный шахтный электровоз. URL: <https://tzgsho.ru/catalog/shakhtnyy-transport/innovatsionnyy-shakhtnyy-elektrovoz/> (дата обращения: 11.06.2023).
9. Rafi M. A. H. Investigation of fast charging and battery swapping options for electric haul trucks in underground mines / Rafi M. A. H., Rennie R., Larsen J., Bauman J. // 2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC). – IEEE, 2020. – P. 1081-1087.
10. Halim A. Recommended practices for battery electric vehicles in underground mining: Version 3. – Canada: Global Mining Guidelines Group (GMG), 2022. – 108 p.

11. Vilathgamuwa D. M. Wireless power transfer (WPT) for electric vehicles (EVS) – Present and future trends / D. M. Vilathgamuwa, J. P. K. Sampath // Plug In Electric Vehicles in Smart Grids: Integration Techniques. – 2015. – P. 33-60.
12. Qiu C. Overview of wireless power transfer for electric vehicle charging / C. Qiu, Chau K. T., Liu C., Chan C. C. // 2013 world electric vehicle symposium and exhibition (EVS27). – IEEE, 2013. – P. 1-9.
13. Gan Y. et al. IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. – 2020.
14. Завьялов, В. М. Перспективы совершенствования аккумуляторных локомотивов для горных предприятий, опасных по взрыву газа и пыли / В. М. Завьялов, Е. А. Дубков // Экологическая, промышленная и энергетическая безопасность - 2021 : сборник статей по материалам международной научно-практической конференции, Севастополь, 20–23 сентября 2021 года. – Севастополь: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Севастопольский государственный университет", 2021. – С. 248-251.
15. Contactless power delivery system for mining applications / Klontz, K. W., Divan, D. M., Novotny, D. W., Lorenz, R. D. // Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. – IEEE, 1991. – P. 1263-1269.
16. Development of 1-MW inductive power transfer system for a high-speed train / Kim, J. H., Lee, B. S., Lee, J. H., Lee, S. H., Park, C. B., Jung, S. M., Baek, J. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2015. – Vol. 62. – №. 10. – P. 6242-6250.
17. SAE J2954 Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in / Electric Vehicles and Alignment Methodology: Issued 2016-05-26, Revised 2019-04-23.
18. Abou Houran M., Yang X., Chen W. Magnetically coupled resonance WPT: Review of compensation topologies, resonator structures with misalignment, and EMI diagnostics // Electronics. – 2018. – Vol. 7. – №. 11. – P. 296.

19. Ahmad A. A comprehensive review of wireless charging technologies for electric vehicles / Ahmad A. Alam M. S., Chabaan R. // IEEE transactions on transportation electrification. – 2017. – Vol. 4. – №. 1. – P. 38-63.
20. Mohammed S. A. Q. A comprehensive state-of-the-art review of wired/wireless charging technologies for battery electric vehicles: Classification/common topologies/future research issues / Mohammed S. A. Q., Jung J. W. // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 19572-19585.
21. Yuan, J. A review of bidirectional on-board chargers for electric vehicles / Yuan J., Dorn-Gomba L., Callegaro A. D., Reimers J. [et al.] // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 51501-51518.
22. Krestovnikov K. D. Development of the Structure and Circuit Solution of a Bidirectional Wireless Energy Transmission System for Swarm Robots / K. D. Krestovnikov, E. O. Cherskikh // Serbian Journal of Electrical Engineering. – 2021. – Vol. 18, No. 2. – P. 171-192.
23. Wu H. H. An overview of a 50kW inductive charging system for electric buses / Wu H. H., Masquelier M. P. // 2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). – IEEE, 2015. – P. 1-4.
24. Bojarski, M. A 25 kW industrial prototype wireless electric vehicle charger / Bojarski M., Asa E., Colak K., Czarkowski D. // 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – IEEE, 2016. – P. 1756-1761.
25. Colussi, J. 100 kW three-phase wireless charger for EV: Experimental validation adopting opposition method / Colussi J., La Ganga A., Re R., Guglielmi P. [et al.] // Energies. – 2021. – Vol. 14. – №. 8. – P. 2113.
26. Chen H. Modular four-channel 50 kW WPT system with decoupled coil design for fast EV charging / Chen H., Qian Z., Zhang R., Zhang Z. [et al.] // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 136083-136093.

27. Lee E. S. Wide-range adaptive IPT using dipole-coils with a reflector by variable switched capacitance / Lee E. S., Choi B. G., Choi J. S., Nguyen D. T. [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – Vol. 32. – №. 10. – P. 8054-8070.
28. Škorvaga J., Pavelek M. Design and evaluation of low power wireless charger concept // Transportation Research Procedia. – 2021. – Vol. 55. – P. 890-895.
29. Liu W. Full-range soft-switching pulse frequency modulated wireless power transfer / Liu W., Chau K. T., Lee C. H., Han W. [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2019. – Vol. 35. – №. 6. – P. 6533-6547.
30. Wong C. S. A single-stage dynamically compensated IPT converter with unity power factor and constant output voltage under varying coupling condition / Wong C. S., Chan Y. P., Cao L., Wang L. [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2020. – Vol. 35. – №. 10. – P. 10121-10136.
31. Kim H. Coil design and measurements of automotive magnetic resonant wireless charging system for high-efficiency and low magnetic field leakage / Kim H., Song C., Kim D. H., Jung D. H. [et al.] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2016. – Vol. 64. – №. 2. – P. 383-400.
32. Zeng H. Design consideration and comparison of wireless power transfer via harmonic current for PHEV and EV wireless charging / Zeng H., Yang S., Peng F. Z. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – Vol. 32. – №. 8. – P. 5943-5952.
33. Samanta S. A new inductive power transfer topology using direct AC–AC converter with active source current waveshaping / Samanta S., Rathore A. K. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2017. – Vol. 33. – №. 7. – P. 5565-5577.
34. Vu V. B. Multiple output inductive charger for electric vehicles / Vu V. B., Phan V. T., Dahidah M., Pickert V. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2018. – Vol. 34. – №. 8. – P. 7350-7368.

35. Duan C. Design of a zero-voltage-switching large-air-gap wireless charger with low electric stress for electric vehicles / Duan C., Jiang C., Taylor A., Bai K. // *IET Power Electronics*. – 2013. – Vol. 6. – №. 9. – P. 1742-1750.
36. Li Z. A 3-kW wireless power transfer system for sightseeing car supercapacitor charge / Li Z., Zhu C., Jiang J., Song K. [et al.] // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2016. – Vol. 32. – №. 5. – P. 3301-3316.
37. Kim M. Design and control of inductive power transfer system for electric vehicles considering wide variation of output voltage and coupling coefficient / Kim M., Joo D. M., Lee B. K. // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2018. – Vol. 34. – №. 2. – P. 1197-1208.
38. Wang W. A novel design method of LCC-S compensated inductive power transfer system combining constant current and constant voltage mode via frequency switching / Wang W., Deng J., Chen D., Wang Z. [et al.] // *IEEE Access*. – 2021. – Vol. 9. – P. 117244-117256.
39. Aditya K. Design guidelines to avoid bifurcation in a series–series compensated inductive power transfer system / Aditya K., Williamson S. S. // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2018. – Vol. 66. – №. 5. – P. 3973-3982.
40. Zheng C. High-efficiency contactless power transfer system for electric vehicle battery charging application / Zheng C., Lai J. S., Chen R., Faraci W. E. [et al.] // *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. – 2014. – Vol. 3. – №. 1. – P. 65-74.
41. Wu H. H. A high efficiency 5 kW inductive charger for EVs using dual side control / Wu H. H., Gilchrist A., Sealy K. D., Bronson D. // *IEEE Transactions on Industrial Informatics*. – 2012. – Vol. 8. – №. 3. – P. 585-595.
42. Shijo T. EMI reduction technology in 85 kHz band 44 kW wireless power transfer system for rapid contactless charging of electric bus / Shijo T., Ogawa K., Suzuki M., Kanekiyo Y. [et al.] // *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. – IEEE, 2016. – P. 1-6.

43. Bosshard R. All-SiC 9.5 kW/dm³ on-board power electronics for 50 kW/85 kHz automotive IPT system / Bosshard R., Kolar J. W. // *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. – 2016. – Vol. 5. – №. 1. – P. 419-431.
44. Bosshard R. Multi-objective optimization of 50 kW/85 kHz IPT system for public transport / Bosshard R., Kolar J. W. // *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. – 2016. – Vol. 4. – №. 4. – P. 1370-1382.
45. Galigekere V. P. Design and implementation of an optimized 100 kW stationary wireless charging system for EV battery recharging / Pries J., Onar O. C., Su G. J. [et al.] // *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. – IEEE, 2018. – P. 3587-3592.
46. Foote A. A review of high-power wireless power transfer / Foote A., Onar O. C. // *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. – IEEE, 2017. – P. 234-240.
47. Bi Z. A review of wireless power transfer for electric vehicles: Prospects to enhance sustainable mobility / Bi Z., Kan T., Mi C. C., Zhang Y. [et al.] // *Applied energy*. – 2016. – Vol. 179. – P. 413-425.
48. Feng H. Advances in high-power wireless charging systems: Overview and design considerations / Feng H., Tavakoli R., Onar O. C., Pantic Z. // *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. – 2020. – Vol. 6. – №. 3. – P. 886-919.
49. Jiang C. An overview of resonant circuits for wireless power transfer / Jiang C., Chau K. T., Liu C., Lee C. H. // *Energies*. – 2017. – Vol. 10. – №. 7. – P. 894.
50. Mayordomo I. An overview of technical challenges and advances of inductive wireless power transmission / Mayordomo I., Dräger T., Spies P., Bernhard J. [et al.] // *Proceedings of the IEEE*. – 2013. – Vol. 101. – №. 6. – P. 1302-1311.
51. Li Z. Constant current/voltage charging for primary-side controlled wireless charging system without using dual-side communication / Li Z., Liu H., Tian Y.,

Liu Y. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2021. – Vol. 36. – №. 12. – P. 13562-13577.

52. Upadhyay P. Current status of wireless power transfer technology and its enhanced capabilities with integration of soft-switched power converters // International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics. – 2021. – Vol. 65. – №. 2. – P. 301-332.

53. Liu N. Design of a universal inductive charger for multiple electric vehicle models / Liu N., Habetler T. G. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – Vol. 30. – №. 11. – P. 6378-6390.

54. Jayalath S. Design, challenges, and trends of inductive power transfer couplers for electric vehicles: A review / Jayalath S., Khan A. // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2020. – Vol. 9. – №. 5. – P. 6196-6218.

55. Krestovnikov K. D. Development of the Structure and Circuit Solution of a Bidirectional Wireless Energy Transmission System for Swarm Robots / Krestovnikov K. D., Cherskikh E. O. // Serbian Journal of Electrical Engineering. – 2021. – Vol. 18, No. 2. – P. 171-192.

56. Brenna M. Electric vehicles charging technology review and optimal size estimation / Foadelli F., Leone C., Longo M. // Journal of Electrical Engineering & Technology. – 2020. – Vol. 15. – P. 2539-2552.

57. Khaligh A. Global trends in high-power on-board chargers for electric vehicles / Khaligh A., D'Antonio M. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2019. – Vol. 68. – №. 4. – P. 3306-3324.

58. Covic G. A. Inductive power transfer / Covic G. A., Boys J. T. // Proceedings of the IEEE. – 2013. – Vol. 101. – №. 6. – P. 1276-1289.

59. Cirimele V. Inductive power transfer for automotive applications: State-of-the-art and future trends / Cirimele V., Diana M., Freschi F., Mitolo M. // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2018. – Vol. 54. – №. 5. – P. 4069-4079.

60. Bosshard R. Inductive power transfer for electric vehicle charging: Technical challenges and tradeoffs / Bosshard R., Kolar J. W. // IEEE Power Electronics Magazine. – 2016. – Vol. 3. – №. 3. – P. 22-30.
61. Mahesh A. Inductive wireless power transfer charging for electric vehicles—a review / Mahesh A., Chokkalingam B., Mihet-Popa L. // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 137667-137713.
62. Hui S. Y. R. Magnetic Resonance for Wireless Power Transfer [A Look Back] // IEEE Power Electronics Magazine – 2016. – Vol. 3. – №. 1, P. 14-31.
63. Ke G. Research on IPT resonant converters with high misalignment tolerance using multicoil receiver set / Ke G., Chen Q., Gao W., Wong S. C. [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2019. – Vol. 35. – №. 4. – P. 3697-3712.
64. Aziz A. F. A. Review of inductively coupled power transfer for electric vehicle charging / Aziz A. F. A., Romlie M. F., Baharudin Z. // IET Power Electronics. – 2019. – Vol. 12. – №. 14. – P. 3611-3623.
65. Teeneti C. R. Review of wireless charging systems for autonomous underwater vehicles / Teeneti C. R., Truscott T. T., Beal D. N., Pantic Z. // IEEE Journal of Oceanic Engineering. – 2019. – Vol. 46. – №. 1. – P. 68-87.
66. Kim D. State-of-the-art literature review of WPT: Current limitations and solutions on IPT / Kim D., Abu-Siada A., Sutinjo A. // Electric Power Systems Research. – 2018. – Vol. 154. – P. 493-502.
67. Lu X. Wireless charging technologies: Fundamentals, standards, and network applications / Lu X., Wang P., Niyato D., Kim D. I. [et al.] // IEEE communications surveys & tutorials. – 2015. – Vol. 18. – №. 2. – P. 1413-1452.
68. Zhang Z. Wireless power transfer—An overview / Zhang Z., Pang H., Georgiadis A., Cecati C. // IEEE transactions on industrial electronics. – 2018. – Vol. 66. – №. 2. – P. 1044-1058.

69. Li S. Wireless power transfer for electric vehicle applications / Li S., Mi C. C. // IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics. – 2014. – Vol. 3. – №. 1. – P. 4-17.
70. Patil D. Wireless power transfer for vehicular applications: Overview and challenges / Patil D., McDonough M. K., Miller J. M., Fahimi B. [et al.] // IEEE Transactions on Transportation Electrification. – 2017. – Vol. 4. – №. 1. – P. 3-37.
71. Kurs A. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances / Kurs A., Karalis A., Moffatt R., Joannopoulos J. D. [et al.] // science. – 2007. – Vol. 317. – №. 5834. – P. 83-86.
72. Krestovnikov K. Wireless power transmission system based on coreless coils for resource reallocation within robot group / Krestovnikov K., Cherskikh E., Smirnov P. // Lecture Notes in Computer Science. – 2019. – Vol. 11659 LNAI. – P. 193-203.
73. Wireless powering by magnetic resonant coupling: Recent trends in wireless power transfer system and its applications / Barman S. D., Reza A. W., Kumar N., Karim M. E. [et al.] // Renewable and Sustainable energy reviews. – 2015. – Vol. 51. – P. 1525-1552.
74. Song Y. Cross coupling effects of poly-phase bi-directional inductive power transfer systems used for EV charging / Song Y., Madawala U. K., Hu A. P. // 2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC). – IEEE, 2015. – P. 1-7.
75. Abdolkhani A. Autonomous polyphase current-fed push-pull resonant converter based on ring coupled oscillators / Abdolkhani A., Hu A. P., Tian J. // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2014. – Vol. 3. – №. 2. – P. 568-576.
76. Wang W. V. An Si MOSFET-based high-power wireless EV charger with a wide ZVS operating range / Wang W. V., Thrimawithana D. J., Neuburger M. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2021. – Vol. 36. – №. 10. – P. 11163-11173.

77. Rahnamaee H. R. MOSFET based Multilevel converter for IPT systems / Rahnamaee H. R., Thrimawithana D. J., Madawala U. K. // 2014 IEEE international conference on industrial technology (ICIT). – IEEE, 2014. – P. 295-300.
78. Haque M. S. Comparison of 22 kHz and 85 kHz 50 kW wireless charging system using Si and SiC switches for electric vehicle / Haque M. S., Mohammad M., Pries J. L., Choi S. // 2018 IEEE 6th workshop on wide bandgap power devices and applications (WiPDA). – IEEE, 2018. – P. 192-198.
79. Li H. A 300-kHz 6.6-kW SiC bidirectional LLC onboard charger / Li H., Zhang Z., Wang S., Tang J. [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2019. – Vol. 67. – №. 2. – P. 1435-1445.
80. Peng K. Performance projection and scalable loss model of SiC MOSFETs and SiC Schottky diodes / Peng K., Santi E. // 2015 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS). – IEEE, 2015. – P. 281-286.
81. Huynh P. S. Overview and comparative assessment of single-phase power converter topologies of inductive wireless charging systems / Huynh P. S., Ronanki D., Vincent D., Williamson S. S. // Energies. – 2020. – Vol. 13. – №. 9. – P. 2150.
82. Choi J. Comparison of SiC and eGaN devices in a 6.78 MHz 2.2 kW resonant inverter for wireless power transfer / Choi J., Tsukiyama D., Rivas J. // 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – IEEE, 2016. – P. 1-6.
83. Choi J. High-frequency, high-power resonant inverter with eGaN FET for wireless power transfer / Choi J., Tsukiyama D., Tsuruda Y., Davila J. M. R. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2017. – Vol. 33. – №. 3. – P. 1890-1896.
84. Florian C. Theoretical and numerical design of a wireless power transmission link with GaN-based transmitter and adaptive receiver / Florian C., Mastri F., Paganelli R. P., Masotti D. [et al.] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2014. – Vol. 62. – №. 4. – P. 931-946.

85. Wu H. Design and control of a bidirectional wireless charging system using GaN devices / Wu H., Gu B., Wang X., Pickert V. [et al.] // 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – IEEE, 2019. – P. 864-869.
86. Zhao C. GaN-based dual-mode wireless power transfer using multifrequency programmed pulse width modulation / Zhao C., Costinett D. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2017. – Vol. 64. – №. 11. – P. 9165-9176.
87. Thiagarajan K. A comprehensive review of high-frequency transmission inverters for magnetic resonance inductive wireless charging applications in electric vehicles / Thiagarajan K., Deepa T. // IETE Journal of Research. – 2023. – Vol. 69. – №. 5. – P. 2761-2771.
88. Bac N. X. A SiC-based matrix converter topology for inductive power transfer system / Bac N. X., Vilathgamuwa D. M., Madawala U. K. // IEEE transactions on power electronics. – 2013. – Vol. 29. – №. 8. – P. 4029-4038.
89. Koushki B. A bi-directional AC-DC converter for electric vehicle with no electrolytic capacitor /Koushki B., Jain P., Bakhshai A. // 2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). – IEEE, 2016. – P. 1-8.
90. Huynh P. S. Direct AC–AC active-clamped half-bridge converter for inductive charging applications / Huynh P. S., Ronanki D., Vincent D., Williamson S. S. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2020. – Vol. 36. – №. 2. – P. 1356-1365.
91. Moghaddami M. Single-phase soft-switched AC–AC matrix converter with power controller for bidirectional inductive power transfer systems / Moghaddami M., Sarwat A. // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2018. – Vol. 54. – №. 4. – P. 3760-3770.
92. Moghaddami M. Single-stage three-phase AC–AC matrix converter for inductive power transfer systems / Moghaddami M., Anzalchi A., Sarwat A. I. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2016. – Vol. 63. – №. 10. – P. 6613-6622.

93. Liu J. Single-stage wireless-power-transfer resonant converter with boost bridgeless power-factor-correction rectifier / Liu J., Chan K. W., Chung C. Y., Chan N. H. L. [et al.] // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2017. – Vol. 65. – №. 3. – P. 2145-2155.
94. Jeong S. G. High-efficiency bridgeless single-power-conversion battery charger for light electric vehicles / Jeong S. G., Kwon J. M., Kwon B. H. // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2018. – Vol. 66. – №. 1. – P. 215-222.
95. Bojarski M. Analysis and control of multiphase inductively coupled resonant converter for wireless electric vehicle charger applications / Bojarski M., Asa E., Colak K., Czarkowski D. // *IEEE transactions on transportation electrification*. – 2016. – Vol. 3. – №. 2. – P. 312-320.
96. Tang L. SiC MOSFET based single phase active boost rectifier with power factor correction for wireless power transfer applications / Tang L., Chinthavali M., Onar O. C., Campbell S. [et al.] // *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014*. – IEEE, 2014. – P. 1669-1675.
97. Miller J. M. Primary-side power flow control of wireless power transfer for electric vehicle charging / Miller J. M., Onar O. C., Chinthavali M. // *IEEE journal of Emerging and selected topics in power electronics*. – 2014. – Vol. 3. – №. 1. – P. 147-162.
98. González-Santini N. S. Z-source resonant converter with power factor correction for wireless power transfer applications / González-Santini N. S., Zeng H., Yu Y., Peng F. Z. // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2016. – Vol. 31. – №. 11. – P. 7691-7700.
99. Kushwaha R. Design and development of modified BL Luo converter for PQ improvement in EV charger /, Singh B. // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2020. – Vol. 56. – №. 4. – P. 3976-3984.
100. Gnanavadivel J. Design and development of single phase AC–DC discontinuous conduction mode modified bridgeless positive output Luo converter for power

quality improvement / Gnanavadivel J., Yogalakshmi P., Senthil Kumar N., Krishna Veni K. S. // IET Power Electronics. – 2019. – Vol. 12. – №. 11. – P. 2722-2730.

101. Musavi F. A high-performance single-phase bridgeless interleaved PFC converter for plug-in hybrid electric vehicle battery chargers / Musavi F., Eberle W., Dunford W. G. // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2011. – Vol. 47. – №. 4. – P. 1833-1843.

102. Kim M. High efficient power conversion circuit for inductive power transfer charger in electric vehicles / Kim M., Joo D. M., Lee B. K. // 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017-ECCE Asia). – IEEE, 2017. – P. 25-29.

103. Samanta S. A new current-fed CLC transmitter and LC receiver topology for inductive wireless power transfer application: Analysis, design, and experimental results / Samanta S., Rathore A. K. // IEEE Transactions on Transportation Electrification. – 2015. – Vol. 1. – №. 4. – P. 357-368.

104. Nagashima T. Analysis and Design of Loosely Inductive Coupled Wireless Power Transfer System Based on Class-E2 DC-DC Converter for Efficiency Enhancement / Nagashima T., Wei X., Bou E., Alarcón E. [et al.] // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2015. – Vol. 62. – №. 11. – P. 2781-2791.

105. Aldhaher S. Wireless power transfer using Class E inverter with saturable DC-feed inductor / Aldhaher S., Luk P. C. K., Bati A., Whidborne J. F. // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2014. – Vol. 50. – №. 4. – P. 2710-2718.

106. Pinuela M. Maximizing DC-to-load efficiency for inductive power transfer / Pinuela M., Yates D. C., Lucyszyn S., Mitcheson P. D. // IEEE transactions on power electronics. – 2012. – Vol. 28. – №. 5. – P. 2437-2447.

107. Aldhaher S. Load-independent Class EF inverters for inductive wireless power transfer / Aldhaher S., Mitcheson P. D., Yates D. C. // 2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC). – IEEE, 2016. – P. 1-4.

108. Aldhafer S. Modeling and analysis of class EF and class E/F inverters with series-tuned resonant networks / Aldhafer S., Yates D. C., Mitcheson P. D. // *IEEE transactions on power electronics*. – 2015. – Vol. 31. – №. 5. – P. 3415-3430.
109. Uddin M. K. Compact wireless IPT system using a modified voltage-fed multi-resonant class EF2 inverter / Uddin M. K., Mekhilef S., Ramasamy G. // *J. Power Electron*. – 2018. – Vol. 18. – №. 1. – P. 277-288.
110. Tebianian H. A 13.56-MHz full-bridge class-D ZVS inverter with dynamic dead-time control for wireless power transfer systems / Tebianian H., Salami Y., Jeyasurya B., Quaiocoe J. E. // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2019. – Vol. 67. – №. 2. – P. 1487-1497.
111. Suthar C. A Pulse density modulated LLC resonant converter based battery charger for HEV/PHEV application / Suthar C., Sangiri J. B., Maiti S., Chakraborty C. // *2019 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*. – IEEE, 2019. – P. 1-7.
112. Li H. Pulse density modulated ZVS full-bridge converters for wireless power transfer systems / Li H., Wang K., Fang J., Tang Y. // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2018. – Vol. 34. – №. 1. – P. 369-377.
113. Tian J. A DC-voltage-controlled variable capacitor for stabilizing the ZVS frequency of a resonant converter for wireless power transfer / Tian J., Hu A. P. // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2016. – Vol. 32. – №. 3. – P. 2312-2318.
114. Wang Y. A pulse energy injection inverter for the switch-mode inductive power transfer system / Wang Y., Dong L., Liao X., Ju X. [et al.] // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. – 2017. – Vol. 65. – №. 7. – P. 2330-2340.
115. Cai H. A novel multiple-frequency inverter topology for inductively coupled power transfer system / Cai H., Shi L. // *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. – IEEE, 2017. – P. 657-662.

116. Kim M. J. Single stage AC–DC converter for wireless power transfer operating within wide voltage control range / Kim M. J., Woo J. W., Kim E. S. // *Journal of Power Electronics*. – 2021. – Vol. 21. – P. 768-781.
117. Femia N. Impact of receiver conversion configuration on the efficiency of Wireless Power Transfer Systems / Femia N., Di Capua G. // *2017 14th International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD)*. – IEEE, 2017. – P. 1-4.
118. Gholipour M. Implementation of burp pulse charging in inductive power transfer systems with LCC-series compensating topology for electric vehicle charger application / Gholipour M., Farhangi S., Saradarzadeh M., Asadi E. // *2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*. – IEEE, 2021. – P. 1-7.
119. Pozzi A. A deep learning-based predictive controller for the optimal charging of a lithium-ion cell with non-measurable states / Pozzi A., Moura S., Toti D. // *Computers Chemical Engineering*. – 2023. – Vol. 173. – P. 108222.
120. Ali N. Double integral sliding mode controller for wirelessly charging of fuel cell-battery-super capacitor based hybrid electric vehicle / Ali N., Liu Z., Armghan H., Armghan A. // *Journal of Energy Storage*. – 2022. – Vol. 51. – P. 104288.
121. Kang H. S. A controller design for a stability improvement of an integrated charging system in hybrid electric vehicle / Kang H. S., Kim S. M., Bak Y., Lee K. B. // *IFAC-PapersOnLine*. – 2019. – Vol. 52. – №. 4. – P. 141-146.
122. Huang Y. Impedance matching in wireless power transfer / Huang Y., Shinohara N., Mitani T. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2016. – Vol. 65. – №. 2. – P. 582-590.
123. Debbou M. Interleaved DC/DC charger for wireless power transfer / Debbou M., Colet F. // *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. – IEEE, 2017. – P. 1555-1560.

124. Huang Y. Theoretical analysis on DC-DC converter for impedance matching of a rectifying circuit in wireless power transfer / Huang Y., Shinohara N., Mitani T. // 2015 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT). – IEEE, 2015. – P. 229-231.
125. Zhang Y. Rectifier topology comparison in 6.78 MHz highly resonant wireless power systems / Zhang Y., de Rooij M. // 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – IEEE, 2019. – P. 671-677.
126. Shi L. A wireless power transfer system with inverse coupled current doubler rectifier for high-output current applications / Shi L., Delgado A., Ramos R., Alou P. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2021. – Vol. 69. – №. 5. – P. 4607-4616.
127. Wang Y. Research on 11kW wireless charging system for electric vehicle based on LCC-SP topology and current doubler / Wang Y., Xiong M., Wang X., Li Q. [et al.] // 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – IEEE, 2020. – P. 820-827.
128. Ahn D. Transmitter coil resonant frequency selection for wireless power transfer // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2017. – Vol. 33. – №. 6. – P. 5029-5041.
129. Fu M. A cascaded boost–buck converter for high-efficiency wireless power transfer systems / Fu M., Ma C., Zhu X. // IEEE Transactions on industrial informatics. – 2013. – Vol. 10. – №. 3. – P. 1972-1980.
130. Ota R. Automatic selection scheme of most efficient operation mode in buck-boost type secondary-side converter for inductive power transfer / Ota R., Hoshi N. // 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe). – IEEE, 2015. – P. 1-10.
131. Buja G. Design and experimentation of WPT charger for electric city car / Buja G., Bertoluzzo M., Mude K. N. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2015. – Vol. 62. – №. 12. – P. 7436-7447.

132. Mishima T. High-frequency bridgeless rectifier based ZVS multiresonant converter for inductive power transfer featuring high-voltage GaN-HFET / Mishima T., Morita E. // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2017. – Vol. 64. – №. 11. – P. 9155-9164.

133. Hwang J. T. 21.8 An all-in-one (Qi, PMA and A4WP) 2.5 W fully integrated wireless battery charger IC for wearable applications / Hwang J. T., Lee D. S., Lee J. H., Park S. M. [et al.] // *2016 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*. – IEEE, 2016. – P. 378-380.

134. Mai R. An active-rectifier-based maximum efficiency tracking method using an additional measurement coil for wireless power transfer / Mai R., Liu Y., Li Y., Yue P. [et al.] // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2017. – Vol. 33. – №. 1. – P. 716-728.

135. Okada R. Novel Soft-Switching Active-Bridge Converter for Bi-directional Inductive Power Transfer System / Okada R., Ota R., Hoshi N. // *IEEJ Journal of Industry Applications*. – 2022. – Vol. 11. – №. 1. – P. 97-107.

136. Krestovnikov K. Comparative study of synchronous and non-synchronous rectifiers for use in the receiving part of a wireless charging system / Krestovnikov K., Saveliev A., Shabanova A., Vatamaniuk I. // *Smart Innovation, Systems and Technologies*. – 2020. – Vol. 154. – P. 675-685.

137. Krestovnikov K. Concept of a synchronous rectifier for wireless power transfer system / Krestovnikov K., Cherskikh E., Pavliuk N. // *EUROCON 2019 - 18th International Conference on Smart Technologies : 18, Novi Sad, 01–04 июля 2019 года*. – Novi Sad, 2019. – P. 8861856.

138. Kamalpathi K. Design and implementation of dual-source (WPT+ PV) charger for EV battery charging / Kamalpathi K., Srinivasa Rao Nayak P., Tyagi V. K. // *International Transactions on Electrical Energy Systems*. – 2021. – Vol. 31. – №. 11. – P. e13084.

139. Esteban B. A comparative study of power supply architectures in wireless EV charging systems / Esteban B., Sid-Ahmed M., Kar N. C. // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2015. – Vol. 30. – №. 11. – P. 6408-6422.
140. Hui S. Y. R. A critical review of recent progress in mid-range wireless power transfer / Hui S. Y. R., Zhong W., Lee C. K. // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2013. – Vol. 29. – №. 9. – P. 4500-4511.
141. Shevchenko V. Compensation topologies in IPT systems: Standards, requirements, classification, analysis, comparison and application / Shevchenko V., Husev O., Strzelecki R., Pakhaliuk B. [et al.] // *IEEE Access*. – 2019. – Vol. 7. – P. 120559-120580.
142. Zhang W. Compensation topologies of high-power wireless power transfer systems / Zhang W., Mi C. C. // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. – 2015. – Vol. 65. – №. 6. – P. 4768-4778.
143. Mude K. N. Comprehensive review and analysis of two-element resonant compensation topologies for wireless inductive power transfer systems / Mude K. N., Aditya K. // *Chinese Journal of Electrical Engineering*. – 2019. – Vol. 5. – №. 2. – P. 14-31.
144. Qu X. Hybrid IPT topologies with constant current or constant voltage output for battery charging applications / Qu X., Han H., Wong S. C., Chi K. T. [et al.] // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2015. – Vol. 30. – №. 11. – P. 6329-6337.
145. Costa V. S. Resonant converter topology impact on a Dynamic IPT application / Costa V. S., Marques E., Mendes A. M., Perdigão M. S. // *2021 Telecoms Conference (ConfTELE)*. – IEEE, 2021. – P. 1-6.
146. Cao S. Wireless charging resonant converter topology study based on analytical design computation / Cao S., Naing H. Y. Y., Naayagi R. T., Lee S. S., Wei F. [et al.] // *2020 3rd International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Clean Energy Technologies*. – IEEE, 2021. – P. 1-6.

147. Villa J. L. High-misalignment tolerant compensation topology for ICPT systems / Villa J. L., Sallan J., Osorio J. F. S., Llombart A. // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2011. – Vol. 59. – №. 2. – P. 945-951.
148. Panchal C. Review of static and dynamic wireless electric vehicle charging system / Panchal C., Stegen S., Lu J. // *Engineering science and technology, an international journal*. – 2018. – Vol. 21. – №. 5. – P. 922-937.
149. Eftekhar M. G. Efficiency study of vertical distance variations in wireless power transfer for e-mobility / Eftekhar M. G., Ouyang Z., Andersen M. A., Andersen P. B. [et al.] // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2016. – Vol. 52. – №. 7. – P. 1-4.
150. Sohn Y. H. General unified analyses of two-capacitor inductive power transfer systems: Equivalence of current-source SS and SP compensations / Sohn Y. H., Choi B. H., Lee E. S., Lim G. C. [et al.] // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2015. – Vol. 30. – №. 11. – P. 6030-6045.
151. Lin R. L. Efficiency improvement on LLC resonant converter using integrated LCLC resonant transformer / Lin R. L., Huang L. H. // *2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. – IEEE, 2016. – P. 1-8.
152. Qu X. Higher order compensation for inductive-power-transfer converters with constant-voltage or constant-current output combating transformer parameter constraints / Qu X., Jing Y., Han H., Wong S. C. [et al.] // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2016. – Vol. 32. – №. 1. – P. 394-405.
153. Li W. A double-side self-tuning LCC/S system using a variable switched capacitor based on parameter recognition / Li W., Wei G., Cui C., Zhang X. [et al.] // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2020. – Vol. 68. – №. 4. – P. 3069-3078.
154. Yao Y. A novel parameter tuning method for a double-sided LCL compensated WPT system with better comprehensive performance / Yao Y., Wang Y., Liu X., Lin F. [et al.] // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2017. – Vol. 33. – №. 10. – P. 8525-8536.

155. Feng H. An LCC-compensated resonant converter optimized for robust reaction to large coupling variation in dynamic wireless power transfer / Feng H., Cai T., Duan S., Zhao J. [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2016. – Vol. 63. – №. 10. – P. 6591-6601.
156. Wang X. An LCL-based SS compensated WPT converter with wide ZVS range and integrated coil structure / Wang X., Xu J., Mao M., Ma H. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2020. – Vol. 68. – №. 6. – P. 4882-4893.
157. Wang Y. Analysis and design of an LCC/S compensated resonant converter for inductively coupled power transfer / Wang Y., Wang H., Liang T., Zhang X. [et al.] // 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). – IEEE, 2017. – P. 1-5.
158. Borage M. Analysis and design of an LCL-T resonant converter as a constant-current power supply / Borage M., Tiwari S., Kotaiah S. // IEEE Transactions on industrial electronics. – 2005. – Vol. 52. – №. 6. – P. 1547-1554.
159. Samanta S. Analysis and design of current-fed half-bridge (C)(LC)–(LC) resonant topology for inductive wireless power transfer application / Samanta S., Rathore A. K., Thrimawithana D. J. // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2017. – Vol. 53. – №. 4. – P. 3917-3926
160. Ke G. Analysis and optimization of a double-sided S-LCC hybrid converter for high misalignment tolerance / Ke G., Chen Q., Xu L., Ren X. [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2020. – Vol. 68. – №. 6. – P. 4870-4881.
161. Alam M. M. Analysis of LC-LC2 compensated inductive power transfer for high efficiency and load independent voltage gain / Alam M. M., Mekhilef S., Bassi H., Rawa M. J. H. // Energies. – 2018. – Vol. 11. – №. 11. – P. 2883.
162. Samanta S. Bidirectional current-fed half-bridge (C)(LC)–(LC) configuration for inductive wireless power transfer system / Samanta S., Rathore A. K., Thrimawithana D. J. // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2017. – Vol. 53. – №. 4. – P. 4053-4062.

163. Jou H. L. Bidirectional DC–DC wireless power transfer based on LCC-C resonant compensation / Jou H. L., Wu J. C., Wu K. D., Kuo C. Y. // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2020. – Vol. 36. – №. 2. – P. 2310-2319.
164. Deng J. Design methodology of LLC resonant converters for electric vehicle battery chargers / Deng J., Li S., Hu S., Mi C. C. [et al.] // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. – 2013. – Vol. 63. – №. 4. – P. 1581-1592.
165. Tian S. Equivalent circuit modeling of LLC resonant converter / Tian S., Lee F. C., Li Q. // *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. – IEEE, 2016. – P. 1608-1615.
166. Mohammad M. Bidirectional LCC–LCC-compensated 20-kW wireless power transfer system for medium-duty vehicle charging / Mohammad M., Onar O. C., Su G. J., Pries J. [et al.] // *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. – 2021. – Vol. 7. – №. 3. – P. 1205-1218.
167. Li S. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer / Li S., Li W., Deng J., Nguyen T. D. [et al.] // *IEEE transactions on Vehicular Technology*. – 2014. – Vol. 64. – №. 6. – P. 2261-2273.
168. Peng L. Characteristics research on double LCC compensation converter in the inductive energy transfer system / Peng L., Xiao-kun L., Zhu G. R., Xie M. [et al.] // *2015 International Conference on Industrial Informatics-Computing Technology, Intelligent Technology, Industrial Information Integration*. – IEEE, 2015. – P. 243-246.
169. Li W. Comparison study on SS and double-sided LCC compensation topologies for EV/PHEV wireless chargers / Li W., Zhao H., Deng J., Li S. [et al.] // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. – 2015. – Vol. 65. – №. 6. – P. 4429-4439.
170. Zhao L. A misalignment-tolerant series-hybrid wireless EV charging system with integrated magnetics / Zhao L., Thrimawithana D. J., Madawala U. K., Hu A. P. [et al.] // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2018. – Vol. 34. – №. 2. – P. 1276-1285.

171. Zhao L. Hybrid bidirectional wireless EV charging system tolerant to pad misalignment / Zhao L., Thrimawithana D. J., Madawala U. K. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2017. – Vol. 64. – №. 9. – P. 7079-7086.

172. Mai R. A misalignment tolerant IPT system with intermediate coils for constant-current output / Mai R., Yang B., Chen Y., Yang N. [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2019. – Vol. 34. – №. 8. – P. 7151-7155.

173. Chen Y. Hybrid and reconfigurable IPT systems with high-misalignment tolerance for constant-current and constant-voltage battery charging/ Chen Y., Yang B., Kou Z., He Z. [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2018. – Vol. 33. – №. 10. – P. 8259-8269.

174. Rahman A. N. Bidirectional three-phase LLC resonant converter / Rahman A. N., Lee C. Y., Chiu H. J., Hsieh Y. C. // 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). – IEEE, 2018. – P. 1-5.

175. Chen Y. Improving misalignment tolerance for IPT system using a third-coil/ Chen Y., Mai R., Zhang Y., Li M. [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2018. – Vol. 34. – №. 4. – P. 3009-3013.

176. Carretero C. Coupling power losses in inductive power transfer systems with litz-wire coils // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2017. – Vol. 64. – №. 6. – P. 4474-4482.

177. Zhang B. Electromagnetic shielding design for 200 kW stationary wireless charging of light-duty EV / Zhang B., Carlson R. B., Galigekere V. P., Onar O. C. [et al.] // 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – IEEE, 2020. – P. 5185-5192.

178. Choi B. G. New structure design of ferrite cores for wireless electric vehicle charging by machine learning / Choi B. G., Kim Y. S. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2020. – Vol. 68. – №. 12. – P. 12162-12172.

179. Kusui R. Downsizing of Three-Phase Wireless Power Transfer System with 12 coils by Reducing Magnetic Interference / Kusui R., Kusaka K., Itoh J. I.,

Obayashi S. [et al.] // 2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). – IEEE, 2020. – P. 1442-1447.

180. Kurpat T. A three-phase inductive power transfer coil with sae j2954 wpt3 magnetic interoperability / Kurpat T., Eckstein L. // 2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW). – IEEE, 2019. – P. 150-155.

181. Kim S. Analysis on tripolar pad for inductive power transfer systems / Kim S., Covic G. A., Boys J. T. // 2016 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW). – IEEE, 2016. – P. 15-20.

182. Kim S. Tripolar pad for inductive power transfer systems for EV charging / Kim S., Covic G. A., Boys J. T. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – Vol. 32. – №. 7. – P. 5045-5057.

183. Hariri A. An integrated characterization model and multiobjective optimization for the design of an EV charger's circular wireless power transfer pads / Hariri A., Elsayed A., Mohammed O. A. // IEEE Transactions on Magnetics. – 2017. – Vol. 53. – №. 6. – P. 1-4.

184. Bandyopadhyay S. Comparison of magnetic couplers for IPT-based EV charging using multi-objective optimization / Bandyopadhyay S., Venugopal P., Dong J., Bauer P. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2019. – Vol. 68. – №. 6. – P. 5416-5429.

185. Kim M. High-frequency, mid-range wireless power transfer system using critical coupling coefficient adjustment / Kim M., Choi J. // 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – IEEE, 2021. – P. 714-719.

186. Ramezani A. High efficiency wireless power transfer system design for circular magnetic structures / Farhangi S., Iman-Eini H., Farhangi B. // 2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC). – IEEE, 2016. – P. 565-570.

187. Zhao L. A hybrid wireless charging system with DDQ pads for dynamic charging of EVs / Zhao L., Ruddell S., Thrimawithana D. J., Madawala U. K. [et al.] //

2017 IEEE PELS workshop on emerging technologies: wireless power transfer (WoW). – IEEE, 2017. – P. 1-6.

188. Bosshard R. Comprehensive evaluation of rectangular and double-D coil geometry for 50 kW/85 kHz IPT system / Bosshard R., Iruretagoyena U., Kolar J. W. // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2016. – Vol. 4. – №. 4. – P. 1406-1415.

189. Zaheer A. A bipolar pad in a 10-kHz 300-W distributed IPT system for AGV applications / Zaheer A., Covic G. A., Kacprzak D. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2013. – Vol. 61. – №. 7. – P. 3288-3301.

190. Deng J. Compact and efficient bipolar coupler for wireless power chargers: Design and analysis / Deng J., Li W., Nguyen T. D., Li S. [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – Vol. 30. – №. 11. – P. 6130-6140.

191. Olukotun B. Finite element modeling and analysis of high power, low-loss flux-pipe resonant coils for static bidirectional wireless power transfer / Olukotun B., Partridge J., Bucknall R. // Energies. – 2019. – Vol. 12. – №. 18. – P. 3534.

192. Mohammad M. Loss minimization design of ferrite core in a DD-coil-based high-power wireless charging system for electrical vehicle application / Mohammad M., Choi S., Elbuluk M. E. // IEEE Transactions on Transportation Electrification. – 2019. – Vol. 5. – №. 4. – P. 957-967.

193. Yang, L. Overview of magnetic coupling mechanism for wireless power transfer / Yang, L., Shaobo, S., Xueli, L. // Transactions of China Electrotechnical Society. – 2021. – Vol. 36. – №. S2. – P. 389-403.

194. Tan T. A bidirectional wireless power transfer system control strategy independent of real-time wireless communication/ Tan T., Chen K., Jiang Y., Lin Q. [et al.] // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2019. – Vol. 56. – №. 2. – P. 1587-1598.

195. Tang Y. A new controller for bidirectional wireless power transfer systems / Tang Y., Chen Y., Madawala U. K., Thrimawithana D. J. [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2017. – Vol. 33. – №. 10. – P. 9076-9087.
196. Neath M. J. Controller synthesis of a bidirectional inductive power interface for electric vehicles / Neath M. J., Swain A. K., Madawala U. K., Thrimawithana D. J. [et al.] // 2012 IEEE Third International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET). – IEEE, 2012. – P. 60-65.
197. Zhang X. A control strategy for efficiency optimization and wide ZVS operation range in bidirectional inductive power transfer system / Zhang X., Cai T., Duan S., Feng H. [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2018. – Vol. 66. – №. 8. – P. 5958-5969.
198. Song K. Design for constant output voltage and current controllability of primary side controlled wireless power transfer system / Song K., Li Z., Du Z., Wei G. [et al.] // 2017 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW). – IEEE, 2017. – P. 1-6.
199. Song K. A mistuning-tolerant and controllable power supply for roadway wireless power systems / Song K., Li Z., Du Z., Wei G. [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – Vol. 32. – №. 9. – P. 6689-6699.
200. Madawala U. K. A power–frequency controller for bidirectional inductive power transfer systems / Madawala U. K., Neath M., Thrimawithana D. J. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011. – Vol. 60. – №. 1. – P. 310-317.
201. Moghaddami M. A power-frequency controller with resonance frequency tracking capability for inductive power transfer systems / Moghaddami M., Sundararajan A., Sarwat A. I. // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2017. – Vol. 54. – №. 2. – P. 1773-1783.
202. Wang B. Maintaining middle zero voltage switching operation of parallel–parallel tuned wireless power transfer system under bifurcation / Wang B., Hu A. P., Budgett D. // IET Power Electronics. – 2014. – Vol. 7. – №. 1. – P. 78-84.

203. Bosshard R. Control method for inductive power transfer with high partial-load efficiency and resonance tracking / Bosshard R., Kolar J. W., Wunsch B. // 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA). – IEEE, 2014. – P. 2167-2174.
204. Yeo T. D. Design of maximum efficiency tracking control scheme for closed-loop wireless power charging system employing series resonant tank / Yeo T. D., Kwon D., Khang S. T., Yu J. W. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – Vol. 32. – №. 1. – P. 471-478.
205. Xiao Y. Direct load voltage control for electrolytic capacitorless wireless power transfer system without DC/DC converter / Xiao Y., Liu C. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2020. – Vol. 68. – №. 9. – P. 8039-8048.
206. Tang K. Small-signal modeling for adaptive closed-loop control in two-coil wireless power system / Tang K., Yang H., Xie H., Cao Y. // 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – IEEE, 2020. – P. 3120-3124.
207. Zhang M. The charging control and efficiency optimization strategy for WPT system based on secondary side controllable rectifier / Zhang M., Tan L., Li J., Huang X. // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 127993-128004.
208. Yao K. Three-phase single-switch DCM boost PFC converter with optimum utilization control of switching cycles / Yao K., Meng Q., Bo Y., Hu W. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2015. – Vol. 63. – №. 1. – P. 60-70.
209. Diekhans T. A dual-side controlled inductive power transfer system optimized for large coupling factor variations and partial load / Diekhans T., De Doncker R. W. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – Vol. 30. – №. 11. – P. 6320-6328.
210. Jiang Y. A joint control with variable ZVS angles for dynamic efficiency optimization in wireless power transfer system / Jiang Y., Wang L., Fang J., Zhao C. [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2020. – Vol. 35. – №. 10. – P. 11064-11081.

211. Hu H. An optimal variable frequency phase shift control strategy for ZVS operation within wide power range in IPT systems / Hu H., Cai T., Duan S., Zhang X. [et al.] // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2019. – Vol. 35. – №. 5. – P. 5517-5530.

212. Baiyi L. Practical method for self-adaptive voltage stabilising of high-frequency wireless power transfer system / Baiyi L., Wei C., Chenjian H. // *IET Power Electronics*. – 2020. – Vol. 13. – №. 5. – P. 936-941.

213. Mohammed S. A. Q. A state-of-the-art review on soft-switching techniques for DC–DC, DC–AC, AC–DC, and AC–AC power converters / Mohammed S. A. Q., Jung J. W. // *IEEE Transactions on Industrial Informatics*. – 2021. – Vol. 17. – №. 10. – P. 6569-6582.

214. E. Giler. A demo of wireless electricity. URL: https://www.ted.com/talks/eric_giler_demos_wireless_electricity. [Accessed: 10-Mar-2017]

215. СанПиН 1.2.3685-21 Гигиенические нормативы и требования к обеспечению безопасности и (или) безвредности для человека факторов среды обитания. – М.: Стандартинформ, 2021.

216. Семькина И. Ю. Анализ распределения индукции магнитного поля в окрестностях катушки прямоугольного профиля системы беспроводной передачи энергии / И. Ю. Семькина, В. М. Завьялов, Е. А. Дубков, М. Б. Углова // *Перспективные технологии и материалы: Материалы Международной научно-практической конференции, Севастополь, 21–23 сентября 2022 года*. – Севастополь: Севастопольский государственный университет, 2022. – С. 235-238.

217. Moghaddami M. Time-dependent multi-physics analysis of inductive power transfer systems / Moghaddami M., Sarwat A. // *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. – IEEE, 2018. – P. 130-134.

218. Zhu C. Thermal simulation and optimization study for magnetic coupler of static electric vehicle wireless power transfer systems / Zhu C., Fu C., Huang X., Zhang

H. [et al.] // 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). – IEEE, 2019. – P. 1-4.

219. Wen C. Thermal analysis of coupled resonant coils for an electric vehicle wireless charging system / Wen C., Xu Q., Chen M., Xiao Z. [et al.] // World Electric Vehicle Journal. – 2022. – Vol. 13. – №. 8. – P. 133.

220. Семькина И. Ю. Обзор систем беспроводного заряда, применимых для шахтного электротранспорта / И. Ю. Семькина, Е. А. Дубков, В. М. Завьялов, М. Б. Углова // Перспективные технологии и материалы: Материалы Международной научно-практической конференции, Севастополь, 21–23 сентября 2022 года. – Севастополь: Севастопольский государственный университет, 2022. – С. 239-243.

221. Songyan Niu. Power loss analysis and thermal assessment on wireless electric vehicle charging technology: The over-temperature risk of ground assembly needs attention / Songyan Niu, Hang Yu, Shuangxia Niu, Linni Jian // Applied Energy. – 2020. – Vol. 275. – P. 115344.

222. Xiang L. Foreign object detection in a wireless power transfer system using symmetrical coil sets / L. Xiang, Z. Zhu, J. Tian, Y. Tian // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 44622-44631.

223. ГОСТ Р 55816-2013 Методология оценки опасности неэлектрического оборудования и элементов, предназначенных для применения в потенциально взрывоопасных средах – М.: Стандартинформ, 2015.

224. Semykina I. On the possibility of wireless battery charging in a gaseous-and-dusty mine / I. Semykina, V. Zavyalov, E. Dubkov, A. H. Veliliaev // E3S Web of Conferences: The 10th Anniversary Russian-Chinese Symposium “Clean Coal Technologies: Mining, Processing, Safety, and Ecology”, Kemerovo, 19–21 Oct. 2021. – 2021. – Vol. 303. – P. 01032.

225. Semykina I. Research of the laboratory prototype for the battery charging system based on wireless power transfer / Irina Semykina, Valery Zavyalov, Victor

Krylov // 21th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, June 29 - July 3, 2020. – Novosibirsk: Novosibirsk State Technical University, IEEE Russia Siberia Section, 2020. – P. 324-330.

226. ГОСТ 31610.0-2019 Взрывоопасные среды. Часть 0. Оборудование. Общие требования – М.: Стандартинформ, 2020.

227. Завьялов В. М. К вопросу оценки взрывобезопасности высокочастотного переменного магнитного поля в условиях атмосферы опасной по газу и пыли / В. М. Завьялов, Е.А. Дубков, И.Ю. Семькина, В.В. Колодяжный // Горное оборудование и электромеханика. – 2023. – № 2. – С. 3-11.

228. Кутателадзе С.С. Справочник по теплопередаче / С. С. Кутателадзе, В. М. Боришанский. – Ленинград, Москва: Госэнергоиздат, 1959. – 414 с.

229. Дубков Е.А. Возможность применения технологии беспроводной зарядки для аккумуляторных локомотивов в опасных средах / Е.А. Дубков, В.В. Колодяжный // Энергетические установки и технологии. – 2023. – Т. 9. – № 1. – С. 119-122.

230. Саати Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий. – М.: Радио и связь, 1993. – 278 с.

231. Qizhi Liu. Identifying and correcting the defects of the Saaty analytic hierarchy/network process: A comparative study of the Saaty analytic hierarchy/network process and the Markov chain-based analytic network process // Operations Research Perspectives. – 2022. – Vol. 9. – P. 100244.

232. Criteria for Choosing of Resonant Circuit Parameters of Wireless Power Transfer Charging System / V. M. Zavylov, S. A. Abeidulin, E. A. Dubkov [et al.] // Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering. – 2022. – Vol. 18. – No. 1. – P. 2236-2236.

233. Семькина И.Ю. Обоснование критериев оценки технических решений систем беспроводного заряда аккумуляторных батарей для рудничного электро-транспорта / И.Ю.Семькина, Е.А. Дубков, В.М. Завьялов // Сборник трудов VIII

Международной научно-практической конференции «Перспективы инновационного развития угольных регионов России», 13-14 апреля 2022. – Прокопьевск: филиал КузГТУ в г. Прокопьевске, 2022. – С. 88-93.

234. ГОСТ 30852.20-2002 Электрооборудование рудничное. Изоляция, пути утечки и электрические зазоры. Технические требования и методы испытаний – М.: Стандартиформ, 2014.

235. ГОСТ 31439-2011 Оборудование и компоненты, предназначенные для применения в потенциально взрывоопасных средах подземных выработок шахт и рудников – М.: Стандартиформ, 2013.

236. ГОСТ 31442-2011 Оборудование группы I, уровень взрывозащиты Ma, для применения в среде, опасной по воспламенению рудничного газа и/или угольной пыли – М.: Стандартиформ, 2015.

237. ГОСТ 31610.11-2014 Взрывоопасные среды. Часть 11. Оборудование с видом взрывозащиты «искробезопасная электрическая цепь «i» – М.: Стандартиформ, 2016.

238. ГОСТ Р 55605-2013 Проектирование и монтаж электроустановок угольных шахт и подземных выработок – М.: Стандартиформ, 2015.

239. ГОСТ Р 55737-2013 Оборудование горно-шахтное. Транспорт рудничный электровозный. Электровозы аккумуляторные. Общие технические требования и методы испытаний – М.: Стандартиформ, 2014.

240. ГОСТ Р МЭК 60079-18-2012 Взрывоопасные среды. Часть 18. Оборудование с видом взрывозащиты «герметизация компаундом “m”» – М.: Стандартиформ, 2013.

241. ГОСТ ИЕС 60079-1-2011 Взрывоопасные среды. Часть 1. Оборудование с видом взрывозащиты «взрывонепроницаемые оболочки “d”» – М.: Стандартиформ, 2013.

242. ГОСТ ИЕС 60079-10-2-2011 Взрывоопасные среды. Часть 10-2. Классификация зон. Взрывоопасные пылевые среды – М.: Стандартинформ, 2013.

243. ГОСТ ИЕС 60079-14-2011 Взрывоопасные среды. Часть 14. Проектирование, выбор и монтаж электроустановок – М.: Стандартинформ, 2013.

244. ГОСТ ISO/ИЕС 80079-38-2013 Взрывоопасные среды. Часть 38. Оборудование и компоненты, предназначенные для применения во взрывоопасных средах подземных выработок шахт и рудников – М.: Стандартинформ, 2015.

245. Завьялов В.М. Оценка возможности использования беспроводной зарядной станции для шахтного электровоза / В.М. Завьялов, Е.А. Дубков, И.Ю. Семькина, В.В. Колодяжный // Горное оборудование и электромеханика. –2023. – № 3 (167). – С. 22-28.

246. Zavyalov V. Constrained Efficiency Optimization for the Wireless Charging System with LC-Series Compensating Topology / Valery Zavyalov, Irina Semykina, Evgeny Dubkov, Amet-Khan Velilyaev, Amr Refky // Transactions of China Electrotechnical Society. – 2023. (submitted 26.12.2022, accepted 22.03.2023). [In Chinese 瓦列里·扎维亚洛夫, 伊琳娜·塞米金娜, 叶夫根尼·杜布科夫, 阿梅特汗维利利亚-耶夫, 阿姆雷夫基. 具有LC串联补偿拓扑结构的无线充电系统的约束效率优化].

247. Hasan N. A practical implementation of wireless power transfer systems for socially interactive robots / Hasan N., Cocar I., Amely T., Wang H. [et al.] // 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, Canada, 2015. – pp. 4935-4942.

248. Оптимизация параметров резонансного контура системы беспроводной передачи энергии / В. М. Завьялов, С. А. Абейдулин, С. В. Гайдук [и др.] // Технологии энергообеспечения. Аппараты и машины жизнеобеспечения : Сборник статей II Всероссийской научно-технической конференции, Анапа, 17 сентября 2020 года. Том Часть 1. – Анапа: Федеральное государственное автономное учреждение "Военный инновационный технополис "ЭРА", 2020. – С. 252-261.

249. Калантаров П.Л. Расчет индуктивностей: Справочная книга / П.Л. Калантаров, Л.А. Цейтлин. – 3-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.

250. Завьялов В.М. Система беспроводного заряда аккумуляторов для рудничного электровоза / В.М. Завьялов, И.Ю. Семькина, Е.А. Дубков, А.С. Велиляев // Записки Горного института. – 2023. – Т. 261. – С. 428-442.

ПРИЛОЖЕНИЕ

**ОБЩЕСТВО С ОГРАНИЧЕННОЙ ОТВЕТСТВЕННОСТЬЮ
«НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ФИРМА МЕХАТРОНИКА-ПРО»**

634513 Томская обл., Томский район, п. Кайдаловка ул. Центральная 3. Тел.: (3822) 320-500

ИНН/КПП: 7017223270 / 701401001

E-Mail: info@mechatronica-pro.com

<http://mechatronica-pro.com>

Справка

**О внедрении результатов кандидатской диссертационной работы
аспиранта 4 курса Томского политехнического университета Дубкова
Евгения Александровича «Применение систем беспроводного заряда для
шахтного аккумуляторного электротранспорта»**

Настоящей справкой подтверждается, что результаты исследований и рекомендации Дубкова Е.А. актуальны, представляют практический интерес и могут быть использованы в производственной деятельности ООО «НПФ Мехатроника-Про».

В частности, разработанный способ создания системы беспроводной зарядной станции для шахтного аккумуляторного электровоза может быть использован в процессе проектирования новых аккумуляторных электровозов или же в процессе модернизации уже работающих в шахтах.

Директор

30.05.2023



Гусев Н.В.