

На правах рукописи



Осипов Александр Владимирович

**ЭНЕРГЕТИЧЕСКИ ЭФФЕКТИВНЫЕ РЕГУЛИРУЕМЫЕ
РЕЗОНАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ
И ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ТОПОЛОГИЙ**

Специальность 05.09.12 – Силовая электроника

Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
доктора технических наук

Томск – 2022

Работа выполнена в федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

Научный консультант –

Рулевский Виктор Михайлович
доктор технических наук, доцент

Официальные оппоненты:

Зотов Леонид Григорьевич,
доктор технических наук, доцент, профессор
кафедры теоретических основ радиотехники
Новосибирского государственного
технического университета

Краснобаев Юрий Вадимович,
доктор технических наук, профессор,
профессор кафедры систем автоматизации,
автоматизированного управления и
проектирования Сибирского федерального
университета, г. Красноярск

Голембювский Юрий Мичиславович,
доктор технических наук, профессор,
профессор кафедры системотехники и
управления в технических системах
Саратовского государственного технического
университета имени Ю.А. Гагарина

Ведущая организация: ФГБОУ ВО «Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва

Защита диссертации состоится 15 сентября 2022 года в 12:00 часов на заседании диссертационного совета Д 212.268.03 при Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники по адресу: 634050, г. Томск, пр. Ленина 40.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники по адресу: г.Томск, ул. Красноармейская, 146 и на официальном сайте по ссылке: <https://postgraduate.tusur.ru/urls/9ju35v1m>

Автореферат разослан «__» _____ 2022 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета



Костюченко Евгений Юрьевич

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность исследования

Преобразователи электрической энергии со звеном повышенной частоты широко применяются в различных электротехнических системах альтернативной энергетики, электропитания, электрохимии, электротермии. Повышение энергетической эффективности этих систем является одним из важнейших вопросов силовой электроники, данной области посвящено значительное число научных исследований, среди которых можно отметить работы А.В. Кобзева, В.П. Обрусника, Г.Я. Михальченко, В.С. Моина, Ю.М. Казанцева, А.Г. Гарганеева, Ю.А. Шурыгина, Э.М. Ромаша, Б.А. Багинского, Г.С. Зиновьева, Д.И. Панфилова, С.А. Харитонова, Б.П. Соустина, В.Н. Мишина, В.Е. Тонкаля. Перспективным с позиций эффективности является активно развивающееся направление резонансных преобразователей, в которых паразитная индуктивность звена повышенной частоты компенсируется конденсатором с образованием резонансного контура, что позволяет минимизировать реактивную энергию и реализовать мягкое переключение транзисторов. Среди отечественных ученых, ведущих исследования резонансных преобразователей постоянного напряжения, можно отметить Г.А. Белова, В.Ф. Дмитрикова, Ю.М. Голембиовского, Л.Г. Зотова, за рубежом работы в этом направлении проводят R. De Doncker, M.M. Jovanovic, F. Krismer, J.W. Kolar, H. Park, B. Zhao, Q. Song, W. Liu, A. Hillers, D. Christen и др. Исследования и разработки в области резонансных преобразователей частоты для систем индукционного нагрева представлены работами А.С. Васильева, С.В. Дзлиева, С.К. Земана, Ю.М. Казанцева, Л.Э. Рогинской, Е.М. Силкина.

Энергетическая эффективность резонансного преобразователя зависит от циркулирующего в контуре тока, определяющего его статические потери и коммутационные условия переключения транзисторов, и тесно связана с применяемым способом регулирования: частотным, фазовым, широтно-импульсным (ШИР) или их комбинацией. Сложность и многообразие способов регулирования резонансным преобразователем затрудняет формирование общей концепции его реализации, которая в настоящее время отсутствует.

Важным свойством резонансных преобразователей с последовательно-параллельной топологией резонансного контура является параметрическое преобразование импеданса нагрузки. Классическим примером можно считать преобразователи на основе *LCL*-топологии, позволяющие стабилизировать ток изменяющейся нагрузки, что показано работами А.Н. Милых, И.В. Волкова. С позиций энергетической эффективности важен не сам факт стабилизации, а возможность за счет импедансного преобразования уменьшить требуемый диапазон импульсного регулирования, а соответственно и интервалы рекуперации, являющиеся причиной завышения статических потерь. Наличие у таких топологий нескольких резонансных частот требует шире рассмотреть данное явление, позволяющее формировать разные режимы работы преобразователя и его внешнюю характеристику.

В технологии индукционного нагрева последовательно-параллельные резонансные преобразователи имеют ряд специфических областей применения, в частности формирование двухчастотного тока для закалки деталей сложной поверхности или согласование параметров преобразователя с нагрузкой, что актуально при соединении силовоточной нагрузки длинным кабелем. Данным проблемам посвящены работы ученых W. Schwenk, B. Diong, S. Dieckerhoff, В. Руднева, С.В. Дзлиева, В.И. Лузгина. В указанных областях применения основные затруднения вызывает синтез энергетически эффективных режимов регулирования параметров тока индуктора при сложной последовательно-параллельной топологии резонансного контура.

Таким образом, актуальной является задача исследования и разработки энергоэффективных регулируемых резонансных преобразователей последовательных и последовательно-параллельных топологий. Решение этой задачи имеет важное практическое значение и возможно при развитии теории регулирования выходных параметров резонансных преобразователей, позволяющей с единых позиций рассмотреть их энергетическую эффективность.

В диссертационной работе обобщены научные, экспериментальные исследования и практические разработки автора, направленные на решение крупной научно-технической проблемы, заключающейся в повышении энергетической эффективности режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей.

Объект исследования: регулируемые резонансные преобразователи электрической энергии.

Предмет исследования: энергетическая эффективность способов регулирования выходных параметров резонансного преобразователя в установившемся режиме.

Цель и задачи исследования

Целью работы является развитие теории регулирования выходных параметров резонансных преобразователей последовательных и последовательно-параллельных топологий, синтез режимов регулирования, позволяющих решить проблему повышения их энергетической эффективности.

Поставлены и решены следующие **задачи:**

1. Формирование общей концепции синтеза режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей в условиях непрерывного тока резонансного контура, позволяющей обосновать пути улучшения энергетической эффективности.

2. Разработка способов импульсного регулирования выходных параметров преобразователя постоянного напряжения, построенного на основе последовательного резонансного инвертора и активного выпрямителя, позволяющих минимизировать ток резонансного контура и повысить энергетическую эффективность.

3. Разработка способов регулирования коэффициента передачи резонансного преобразователя постоянного напряжения с последовательно-параллельной топологией резонансного контура в условиях параметрического

импедансного преобразования нагрузки, обеспечивающего минимизацию токов инвертора и выпрямителя.

4. Разработка принципа формирования двухчастотного тока нагрузки резонансным $LCLC$ -преобразователем и регулирования его частотных составляющих, обеспечивающего комплексное улучшение энергетических характеристик.

5. Разработка способа согласования выходных параметров резонансного инвертора с нагрузкой на основе ее импедансного преобразования последовательно-параллельным резонансным контуром, обеспечивающего регулирование тока при уменьшенных статических потерях.

6. Разработка способа параметрической стабилизации мощности изменяющейся нагрузки последовательно-параллельным резонансным контуром, обеспечивающего уменьшение статических потерь и габаритной мощности силовых элементов инвертора.

7. Формирование практических рекомендаций для проектирования преобразовательных систем на основе последовательных и последовательно-параллельных резонансных преобразователей.

Научная новизна диссертационной работы

1. Предложена обобщенная концепция синтеза режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей, отличающаяся тем, что параметрическое импедансное преобразование нагрузки, осуществляемое последовательно-параллельной топологией резонансного контура, рассматривается как средство улучшения энергетической эффективности режима регулирования.

2. Разработан способ частотно-широотно-импульсного регулирования (ЧШИР) выходных параметров резонансного преобразователя постоянного напряжения с активным выпрямителем, отличающийся адаптивной подстройкой частоты, реализуемой по условию минимизации интервалов рекуперации энергии.

3. Установлено, что при реализации ЧШИР активным выпрямителем происходит изменение его входного сопротивления и приведенного сопротивления резонансного контура, приводящее к увеличению добротности и уменьшению требуемой величины частотной подстройки.

4. Разработан способ широко-импульсного регулирования коэффициента передачи резонансного LCL -преобразователя постоянного напряжения, отличающийся введением фазового смещения напряжения активного выпрямителя по условию формирования равных фаз тока в инверторе и выпрямителе.

5. Установлено, что при синтезе двухчастотного тока резонансным инвертором ток резонансного контура имеет частотные искажения, обусловленные непропорциональным потреблением синтезируемых гармоник, что является причиной ухудшения энергетической эффективности преобразования.

6. Разработан принцип формирования двухчастотного тока резонансным *LCLC*-преобразователем на основе многократной широтно-импульсной модуляции, отличающийся компенсацией вносимых нагрузкой частотных искажений импедансным преобразованием, осуществляемым резонансным контуром с разными коэффициентами передачи тока на синтезируемых частотах.

7. Предложен способ согласования выходных параметров регулируемого резонансного инвертора с нагрузкой, отличающийся настройкой *LCLC*-контура на нижнюю резонансную частоту, в области которой за счет импедансного преобразования формируется область увеличивающегося коэффициента передачи тока резонансного контура.

8. Разработан способ стабилизации мощности на изменяющейся нагрузке, отличающийся параметрическим преобразованием ее параметров резонансным *LCLC*-контуром, настроенным по условию образования области стабильного входного импеданса резонансного контура.

Практическая значимость работы

1. Предложенная концепция синтеза режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей позволяет за счет импедансного преобразования нагрузки уменьшить статические потери.

2. Разработанный способ ЧШИР напряжения резонансного преобразователя с активным выпрямителем позволяет уменьшить ток транзисторов и обеспечить их мягкую коммутацию.

3. Предложенный способ регулирования коэффициента передачи резонансного *LCL*-преобразователя постоянного напряжения позволяет уменьшить ток активного выпрямителя при сохранении режима мягкой коммутации.

4. Предложенный принцип формирования двухчастотного тока нагрузки резонансным *LCLC*-преобразователем позволяет за счет настраиваемых коэффициентов передачи тока на синтезируемых частотах достичь комплексного улучшения энергетической эффективности.

5. Предложенный способ согласования параметров преобразователя с нагрузкой на нижней частоте резонансного *LCLC*-контура позволяет уменьшить ток инвертора и его статические потери.

6. Разработанный способ стабилизации мощности резонансного преобразователя позволяет обеспечить стабильный входной импеданс *LCLC*-контура при изменяющейся нагрузке и минимизировать габаритную мощность инвертора.

Методы исследования

В качестве основных методов теоретического исследования использовались классические методы анализа электрических и магнитных цепей, теории электротехники и математического моделирования. Имитационные исследования проводились с применением программ MathCad15, PSpice пакета OrCad 9.2. Теоретические результаты подтверждены экспериментальными

исследованиями, выполненными в лабораторных условиях и на опытно-промышленных образцах.

Научные положения, выносимые на защиту

1. Концепция синтеза режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей, отличающаяся комплексным применением импульсного регулирования и импедансного преобразования, осуществляемого последовательно-параллельной топологией резонансного контура, что позволяет достичь улучшения энергетической эффективности.

2. Способ ЧШИР выходных параметров последовательного резонансного преобразователя постоянного напряжения и варианты его реализации при регулировании инвертором или активным выпрямителем, отличающийся адаптивной подстройкой частоты по условию минимизации интервалов рекуперации энергии, что позволяет ограничить ток резонансного контура.

3. Способ широтно-импульсного регулирования коэффициента передачи резонансного *LCL*-преобразователя, отличающийся фазовым смещением напряжения активного выпрямителя, которое позволяет сохранить заданный режим импедансного преобразования, параметрически уменьшающий ток выпрямителя во всем диапазоне регулирования.

4. Принцип синтеза двухчастотного тока нагрузки резонансным преобразователем на основе многократной широтно-импульсной модуляции, отличающийся компенсацией вносимых нагрузкой частотных искажений с помощью разных коэффициентов передачи резонансного контура на синтезируемых частотах, что позволяет достичь комплексного улучшения энергетических характеристик во всем диапазоне регулирования.

5. Способ согласования параметров резонансного инвертора с нагрузкой, отличающийся настройкой *LCLC*-контура на нижнюю резонансную частоту и осуществлением частотного регулирования в области увеличивающегося коэффициента передачи тока при положительных значениях его фазы, что позволяет уменьшить ток инвертора и обеспечить мягкое включение транзисторов.

6. Способ параметрической стабилизации мощности на изменяющейся нагрузке резонансным *LCLC*-контуром, отличающийся формированием на его частотной характеристике области стабильного входного импеданса, что позволяет минимизировать диапазон регулирования инвертора и его габаритную мощность.

Достоверность научных положений, выводов и рекомендаций, представленных в работе, определяется строгим обоснованием принимаемых допущений, корректным использованием методов научных исследований и подтверждается экспериментальными исследованиями. Главы диссертационной работы логически взаимосвязаны, а выводы и рекомендации органически вытекают из материалов теоретических и экспериментальных исследований.

Личный вклад автора. Научные результаты, выносимые на защиту и составляющие основное содержание диссертации, получены автором самостоятельно. Работы [19,25,28,32,47] выполнены автором лично. В большинстве работ, написанных в соавторстве, автор формировал концепцию и идею проводимого исследования. В частности: в работах [2,3,5,6,35,50,58,59,62] автором исследованы свойства резонансного инвертора при импульсном регулировании его выходного тока в условиях изменяющегося импеданса нагрузки, в работах [12,13,16,30,65-67,70-74] сформулированы принципы построения регулируемых преобразователей постоянного напряжения и формирования мягкого включения транзисторов, в работах [14,15,17,21,22,40,43,68,18,23,26,27,54,55] исследованы способы регулирования выходного напряжения последовательного резонансного преобразователя, в публикациях [20,24,29,31,41,69] предложены способы регулирования выходных параметров резонансного преобразователя с *LCL*-топологией резонансного контура, осуществляющей импедансное преобразование нагрузки, в работах [7,10,51-53,63,64] предложено применение импедансного преобразования для регулирования составляющих двухчастотного тока резонансного *LCLC*-преобразователя, в работе [36] впервые высказана идея согласования параметров инвертора и нагрузки на нижней резонансной частоте последовательно-параллельного *LCLC*-контура.

Реализация результатов диссертационной работы:

1) в аппаратуре системы электропитания синтезатора частот применен способ управления активным выпрямителем резонансного преобразователя, позволяющий минимизировать рекуперацию тока контура при мягком *ZVS* включении транзисторов;

2) в индукционно-нагревательном комплексе термической обработки сварного шва трубы газопровода используется резонансный преобразователь, обеспечивающий за счет импедансного преобразования параметрическую стабилизацию мощности, передаваемой в индуктор;

3) в системе оповещения населения применен стабилизатор напряжения питания звукового усилителя на основе резонансного преобразователя с расположением последовательно-параллельного контура во вторичной обмотке трансформатора, что позволяет минимизировать статические потери;

4) в учебном процессе в рамках курсов «Энергетическая электроника» и «Силовые цепи электронных устройств» на кафедре промышленной электроники ТУСУРа используются принципы построения структур регулируемых резонансных преобразователей с повышенной энергетической эффективностью.

Апробация результатов работы

Основные научные положения и результаты диссертационной работы докладывались, обсуждались и получили одобрение: на международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы индукционного нагрева» (АРИН-05), г. Санкт-Петербург, 2005; международной научно-технической конференции «Электромеханические преобразователи энергии», Томск, 2001;

VIII, IX, X, XV, XVI международных научно-практических конференциях студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии», Томск; международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск, 2003, 2007; IX и XII всероссийских научно-технических конференциях «Решетневские чтения», Красноярск, 2015, 2018; всероссийской научно-технической конференции «Научная сессия ТУСУР», Томск, 2010; научно-технической конференции молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства», Томск, 2013; XI и XIV международных научно-технических конференциях «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (АПЭП-2014), г. Саратов, (АПЭП-2018), г. Новосибирск; XX Международной конференции молодых специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным приборам (EDM 2019), г. Новосибирск; международной научно-технической конференции «Проблемы информатики, электроники и радиотехники» (ПИЭР – 2020), г. Новосибирск.

Связь темы диссертации с научно-техническими программами

Результаты диссертационной работы связаны с программами:

1) ОКР «Разработка цифрового управляющего и силовых модулей энергопреобразующего комплекса для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов» (постановление Правительства № 218 от 09.04.2010 г.), *договор между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015г. № 02.G25.31.0182*

2) № П912 по теме «Разработка и создание автономных фотоэлектрических энергетических установок с экстремальным регулированием мощности солнечных батарей» от 26 мая 2010 года в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009-2013 годы»;

3) № 16.740.11.0067 по теме «Разработка и создание автономных энергетических установок с автоматическим слежением фотоэлектрических панелей за солнцем» от 01 сентября 2010 года в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009-2013 годы»;

4) № 14.В37.21.1493 по теме «Разработка контроллера заряда-разряда аккумуляторных батарей, обеспечивающего экстремальное регулирование мощности солнечных батарей автономных фотоэлектрических энергетических установок» от 12 октября 2012 года в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009-2013 годы».

Публикации. Результаты выполненных исследований опубликованы в 75 научных трудах: 30 статей в журналах, входящих в перечень ВАК РФ, 16 публикаций, индексируемых в реферативной базе SCOPUS, 20 патентов на изобретения и полезные модели РФ, 18 тезисов докладов в материалах конференций различного уровня.

Структура и объём диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, шести глав основного текста, заключения, списка используемой литературы, включающего 182 наименования. Диссертация изложена на 327 страницах основного текста, содержит 191 рисунок, 14 таблиц, 1 приложение на 5 страницах.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении рассмотрено состояние проблемы, обоснована актуальность, сформулированы цель и основные задачи диссертационной работы, изложена научная новизна полученных результатов и их практическая значимость, определены научные положения, выносимые на защиту.

В первой главе рассмотрены факторы, определяющие энергетическую эффективность регулируемых резонансных преобразователей. Предложена концепция повышения энергетической эффективности, основанная на применении импедансного преобразования нагрузки, осуществляемого последовательно-параллельными топологиями резонансного контура.

Регулирование выходных параметров резонансных преобразователей, как правило, основано на введении в такт управления интервалов рекуперации или закорачивания тока резонансного контура. В последовательном резонансном инверторе рекуперация достигается при классическом частотном регулировании, а в резонансных преобразователях с активным выпрямителем – при фазовом, причем в этом случае интервалы рекуперации присутствуют одновременно в инверторе и выпрямителе, что приводит к завышению тока резонансного контура относительно потребляемого тока и тока нагрузки, увеличению статических потерь и габаритной мощности. Показано, что ток резонансного контура является обобщенным параметром, позволяющим с единых позиций рассматривать энергетическую эффективность резонансных инверторов и преобразователей постоянного напряжения.

Предложена общая концепция синтеза режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей, базирующаяся на параметрическом преобразовании импеданса нагрузки последовательно-параллельным резонансным контуром, который обеспечивает непрерывное регулирование тока за счет непостоянного коэффициента передачи $K_1(\Omega, Q)$, являющегося функцией частотной расстройки Ω и добротности Q . Концепция может быть реализована на основе резонансного инвертора (рисунок 1) или преобразователя постоянного напряжения (рисунок 2). С точки зрения энергетической эффективности непрерывное импедансное преобразование позволяет минимизировать возникающие при регулировании интервалы рекуперации и уменьшить ток резонансного контура.

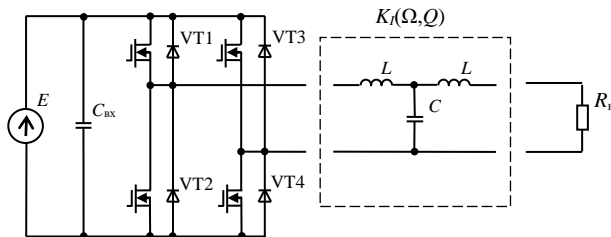


Рисунок 1 – Последовательно-параллельный резонансный инвертор

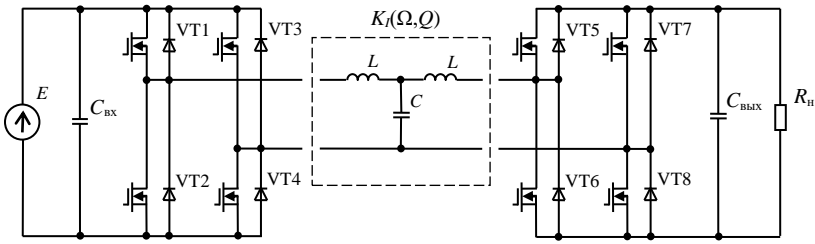


Рисунок 2 – Последовательно-параллельный резонансный преобразователь постоянного напряжения

В диссертационной работе рассмотрены импедансные свойства последовательно-параллельных топологий резонансных контуров с шунтирующим конденсатором. Резонансные частоты в этом случае можно разделить на собственные частоты контура и частоту параллельного, шунтирующего нагрузку частичного контура. Данные частоты имеют разные импедансные свойства. Простейшей топологией данного типа является LCL -контур (рисунок 3,а), его частотные характеристики показаны на рисунках 3,б-г.

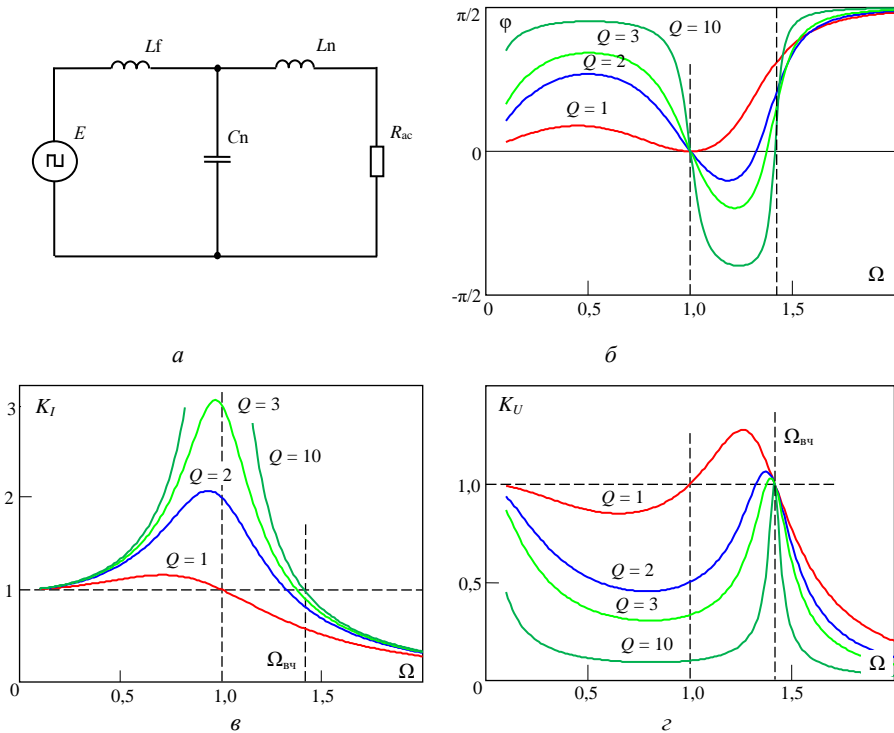


Рисунок 3 – Последовательно-параллельный резонансный LCL -контур (а), его частотные характеристики (б-г)

Коэффициенты передачи тока и напряжения резонансного *LCL*-контура описываются выражениями

$$K_I(\Omega, Q) = \frac{1}{\sqrt{\Omega^2/Q^2 + (1 - \Omega^2)^2}}, \quad (1)$$

$$K_I(\Omega) \cdot K_U(\Omega) = \cos \varphi(\Omega). \quad (2)$$

На частоте параллельного контура $\Omega = 1$ происходит параметрическая стабилизация тока нагрузки в условиях нулевой фазы тока инвертора (рисунок 3,б). Энергетический эффект в данном случае заключается в параметрическом уменьшении тока инвертора и статических потерь за счет переменного коэффициента передачи контура (рисунок 3,в). На собственных резонансных частотах контур имеет другие импедансные свойства, присутствует стабильный коэффициент передачи напряжения (рисунок 3,г), определяемый относительным значением собственной резонансной частоты:

$$K_U(\Omega_{\text{вч}}) = 1 - \Omega_{\text{вч}}^2, \quad \text{при } Q \gg 1 \quad K_I(\Omega_{\text{вч}}) = \frac{1}{1 - \Omega_{\text{вч}}^2}. \quad (3)$$

Это делает возможным формирование контуром требуемого, не зависящего от нагрузки коэффициента передачи, определяемого частотой $\Omega_{\text{вч}}$.

Таким образом, импедансные свойства последовательно-параллельного резонансного контура можно использовать для повышения эффективности преобразования энергии. Показано, что импедансное преобразование нагрузки не позволяет компенсировать нестабильность параметров входного источника, поэтому предлагаемая концепция предполагает его комплексное применение с импульсным регулированием. При этом импедансное преобразование компенсирует возмущения нагрузки, а импульсное регулирование – дрейф параметров входного источника. Показано, что импедансное преобразование является непрерывным и его применение уменьшает искажения тока, возникающие при импульсном регулировании.

Во второй главе рассмотрены способы импульсного регулирования выходного напряжения резонансного преобразователя с активным выпрямителем при адаптивной подстройке частоты. Исследованы характеристики ЧШИР в преобразователе постоянного напряжения при его реализации инвертором и выпрямителем, получены энергетические характеристики и функции подстройки частоты.

В резонансном преобразователе постоянного напряжения при фазовом регулировании на фиксированной частоте образуются интервалы рекуперации в инверторе и выпрямителе, что приводит к завышению тока резонансного контура относительно входного тока и тока нагрузки. Предложено регулирование с адаптивной подстройкой частоты, осуществляемой по условию формирования нулевой фазы тока инвертора или выпрямителя, что позволяет ограничить ток резонансного контура соответственно током входного источника или нагрузки. В резонансном преобразователе постоянного напряжения с

активным выпрямителем подстройка частоты может осуществляться совместно с фазовым (рисунок 4,а) или широтно-импульсным (рисунок 4,б) регулированием. Реализация полученной таким образом ЧШИР отличается от фазового регулирования заменой интервала рекуперации интервалом закорачивания тока резонансного контура, характеристики рассмотрены в публикациях [18, 23, 25].

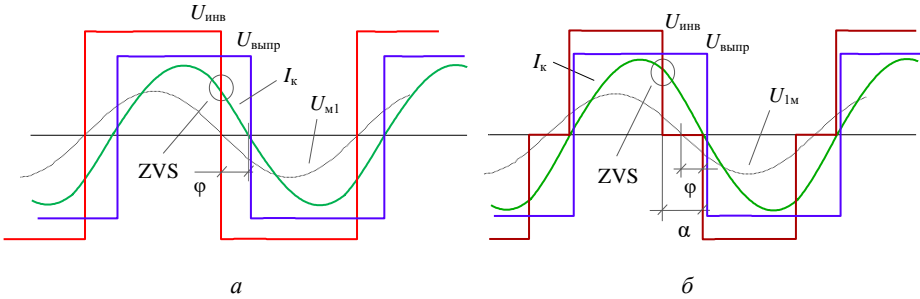


Рисунок 4 – Регулирование с частотной подстройкой в резонансном преобразователе: а – фазовое; б – ЧШИР

При ЧШИР происходит одновременное изменение амплитуды первой гармоники напряжения, подаваемого на резонансный контур, и фазы тока инвертора (см. рисунок 4,б). Мягкое ZVS включение транзисторов инвертора обеспечивается при положительной фазе его тока, т.е. при угле регулирования $\alpha < 0$, при этом условием подстройки частоты является $\varphi = -\alpha/2$, на основе которого с учетом выражения для обобщенной расстройки контура

$$\xi = Q \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} = \operatorname{tg} \varphi, \quad (4)$$

получена регулировочная характеристика –

$$U_{\text{вых}}^* = \frac{1}{1 + \xi} = \cos^2 \frac{\alpha}{2}, \quad (5)$$

где $\Omega = \omega \sqrt{LC}$ – относительная частотная расстройка; Q – добротность. Функция частотной подстройки получена решением уравнения (4) с учетом условия $\varphi = -\alpha/2$. Зависимость при разных добротностях показана на рисунке 5,а. Энергетические преимущества преобразователя постоянного напряжения с ЧШИР основаны на ограничении тока резонансного контура током нагрузки за счет минимизации рекуперации в выпрямителе и уменьшении т.о. его статических потерь.

В резонансных преобразователях постоянного напряжения может быть реализовано ЧШИР напряжения активного выпрямителя [25]. В этом случае регулирование имеет повышающий характер, что обусловлено дуальностью схемы преобразователя, а регулировочная характеристика является функцией,

обратной выражению (5). Особенность данного режима ЧШИР состоит в зависимости входного импеданса выпрямителя от угла регулирования согласно выражению

$$\dot{Z}_{\text{выпр}}(\alpha_{\text{выпр}}) = \text{Re} Z_{\text{выпр}}(\alpha_{\text{выпр}}) + j \text{Im} Z_{\text{выпр}}(\alpha_{\text{выпр}}). \quad (6)$$

При ЧШИР коммутационные условия ZVS формируются при емкостном импедансе выпрямителя, а подстройка частоты производится по условию его компенсации, т.е. обеспечения нулевого эквивалентного реактивного импеданса резонансного контура $\text{Im} Z(\Omega) = 0$. Изменение импеданса, вызванное введением интервала закорачивания резонансного контура, приводит к увеличению его добротности, что отражено функцией

$$Q(\alpha_{\text{выпр}}) = Q_0 \frac{1}{\cos^4 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}}, \quad (7)$$

где Q_0 – добротность при нулевом угле регулирования $\alpha_{\text{выпр}} = 0$. При постоянном волновом сопротивлении резонансного контура $\lim_{\alpha \rightarrow \pi} Q(\alpha) \rightarrow \infty$.

Частотная подстройка определяется уравнением $\text{Im} Z_{LC}(\Omega) + \text{Im} Z_{\text{выпр}}(\Omega) = 0$, отражающим компенсацию емкостного импеданса выпрямителя индуктивным импедансом резонансного контура, при ЧШИР с учетом (7) данное уравнение примет вид

$$\xi(\Omega, Q_0) - \cos^4 \left(\frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2} \right) \text{tg} \left(\frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2} \right) = 0. \quad (8)$$

В диссертационной работе проведено решение уравнения частотной подстройки при ЧШИР выпрямителем, результаты показаны на рисунке 5,б при разных добротностях резонансного контура. Ограничение диапазона частотной подстройки при ЧШИР объясняется увеличением добротности в процессе регулирования по выражению (7).

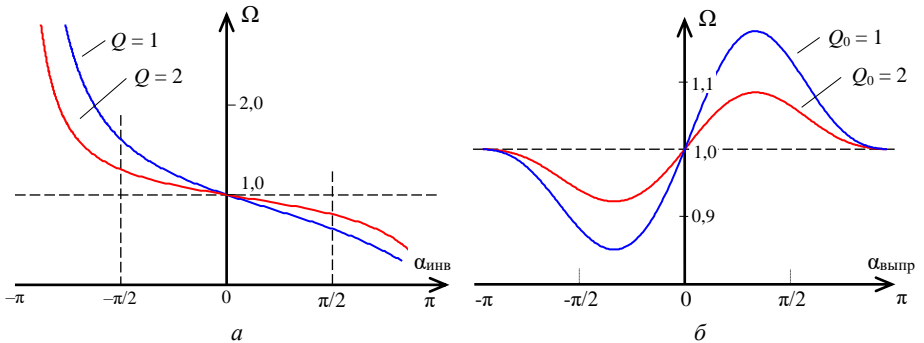


Рисунок 5 – Частотная подстройка при ЧШИР напряжения резонансного преобразователя: а – регулирование инвертором; б – регулирование выпрямителем

Получены энергетические характеристики последовательного резонансного преобразователя при ЧШИР. Коэффициент мощности отражает качество потребляемой энергии и токовую нагрузку на сглаживающий фильтр. В данном случае его значение определяется коэффициентом формы потребляемого тока:

$$K_M(\alpha) = \frac{1}{K_{f\text{dc}}(\alpha)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos^2 \frac{\alpha}{2} \sqrt{\frac{\pi}{(\pi - \alpha) + \frac{\sin 2\alpha}{2}}}. \quad (9)$$

Энергетические преимущества ЧШИР перед фазовым регулированием обусловлены заменой интервала рекуперации интервалом закорачивания тока резонансного контура. Для вольтодобавочной структуры входной ток является суммой токов инвертора и выпрямителя, связанных коэффициентом трансформации, что уменьшает его искажения. Для коэффициента мощности вольтодобавочного преобразователя получено:

$$K_M(\alpha) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\cos^2 \frac{\alpha}{2} + K_{\text{тр}}}{\sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi} + K_{\text{тр}}}}. \quad (10)$$

Неполное высокочастотное преобразование улучшает коэффициент K_M при регулировании, особенно при больших коэффициентах трансформации, т.е. узких диапазонах входного напряжения.

Таким образом, применение ЧШИР в резонансном преобразователе постоянного напряжения улучшает энергетическую эффективность: ограничивает ток резонансного контура, уменьшает искажения входного тока и обеспечивает лучшие коммутационные условия.

В третьей главе предложен регулируемый *LCL*-преобразователь с активным выпрямителем, реализующий режим параметрической стабилизации выходного напряжения. Применен принцип, согласно которому возмущения нагрузки компенсируются импедансным преобразованием, а нестабильность тока входного источника – импульсным регулированием. Разработаны способы регулирования коэффициента передачи *LCL*-преобразователя, обеспечивающие *ZVS*-включение транзисторов.

Наиболее известным примером применения *LCL*-преобразователя является параметрический стабилизатор тока. В данной главе рассмотрен режим дуального импедансного преобразования, заключающийся в стабилизации выходного напряжения при питании от источника тока, которым является солнечная батарея. Включение в *LCL*-преобразователь активного выпрямителя (рисунок 6) позволяет сформировать непрерывный ток контура, обеспечивающий на резонансной частоте стабильность выходного напряжения при возмущениях нагрузки [24, 31]:

$$U_{\text{вых}} = \frac{\pi^2}{8} I_{\text{вх}}^2 R. \quad (11)$$

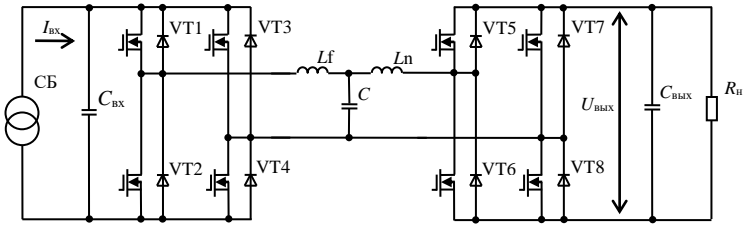


Рисунок 6 – Резонансный LCL -преобразователь с активным выпрямителем

Разработан способ ШИР коэффициента передачи LCL -преобразователя $K_{U \rightarrow I}$, согласно которому обеспечение коммутационных условий ZVS транзисторов достигается дополнительным фазовым смещением напряжения выпрямителя относительно напряжения инвертора [24, 31] на угол $\pi/2 + \beta$ (рисунок 7, а).

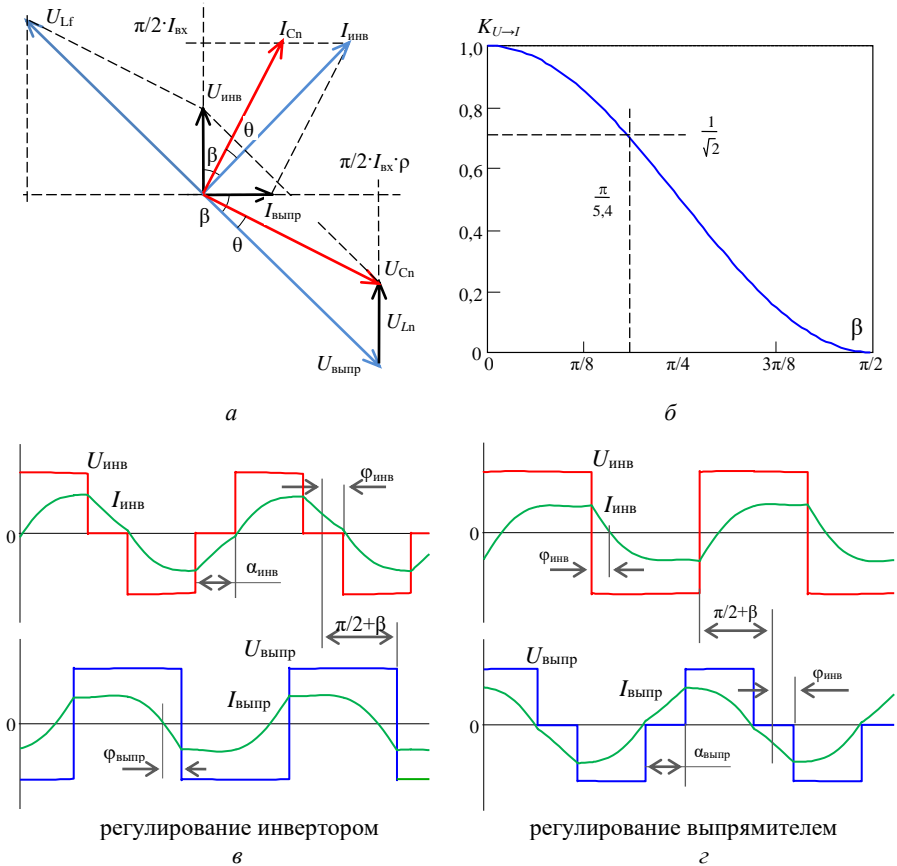


Рисунок 7 – Широтно-импульсное регулирование в резонансном LCL -преобразователе

Показано, что формирование указанного фазового смещения $U_{\text{выпр}}$ позволяет получить равные фазы тока в инверторе и выпрямителе ($\varphi_{\text{инв}} = -\varphi_{\text{выпр}} = \beta$) и обеспечить во всем диапазоне регулирования коэффициента передачи его стабильность при изменении нагрузки. Коэффициент передачи при предлагаемом ШИР определяется выражением:

$$I_{\text{вх}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{K_{U \rightarrow I}}{\rho} \cdot U_{\text{вых}} \quad K_{U \rightarrow I} = \cos^2 \beta = \cos^2 \frac{\alpha}{2}. \quad (12)$$

В рассматриваемом режиме при питании от источника тока свойство стабильности коэффициента передачи $K_{U \rightarrow I}$ обеспечивает параметрическую стабилизацию выходного напряжения, а значение $K_{U \rightarrow I}$ описывает величину тока входного источника по отношению к своему максимальному значению $I_{\text{СБ} \beta=0}$, соответствующему углу $\beta = 0$ (рисунок 7,б). Максимальный входной ток LCL -преобразователя связан с током нагрузки

$$I_{\text{н}} = \frac{I_{\text{СБ} \beta=0}}{R_{\text{н}}^*}, \quad (13)$$

что отражает свойства импедансного преобразования. В рамках данного способа может быть реализовано ШИР инвертором (рисунок 7,в) и ШИР выпрямителем (рисунок 7,г), причем в обоих случаях характер регулирования является повышающим, что объясняется стабильным током входного источника. Для режимов ШИР напряжения инвертора и выпрямителя получены зависимости амплитуд первых гармоник токов $I_{\text{инв}}$ и $I_{\text{выпр}}$ от угла регулирования и нагрузки:

при ШИР инвертором

$$I_{\text{инв}} = I_{\text{СБ} \beta=0} K_{U \rightarrow I} \frac{\pi}{2} \frac{1}{\cos^2 \beta} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ} \beta=0}, \quad (14)$$

$$I_{\text{выпр}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ} \beta=0} \frac{1}{R_{\text{н}}^* \cos \beta}, \quad (15)$$

при ШИР выпрямителем

$$I_{\text{инв}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ} \beta=0} \cdot K_{U \rightarrow I} \frac{1}{\cos \beta} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ} \beta=0} \cdot \cos \beta, \quad (16)$$

$$I_{\text{выпр}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ} \beta=0} \frac{1}{R_{\text{н}}^* \cos^2 \beta}. \quad (17)$$

В диссертации показано, что в области $U_{\text{вх}} < U_{\text{вых}}$ наиболее эффективным является ШИР выпрямителем, так как в этом случае происходит уменьшение тока инвертора при регулировании (рисунок 8,а). В вольтодобавочной структуре LCL -преобразователя, которая обладает свойством перераспределения входного тока между инвертором и выпрямителем, получено уменьшение тока инвертора при изменении нагрузки (рисунок 8,б):

$$I_{\text{инв}} = \frac{\pi}{2} (I_{\text{вх}} - I_{\text{вых}}) \cos \beta \rightarrow I_{\text{инв}}^* = \cos \beta - \frac{1}{R_{\text{н}}^* \cdot \cos \beta}. \quad (18)$$

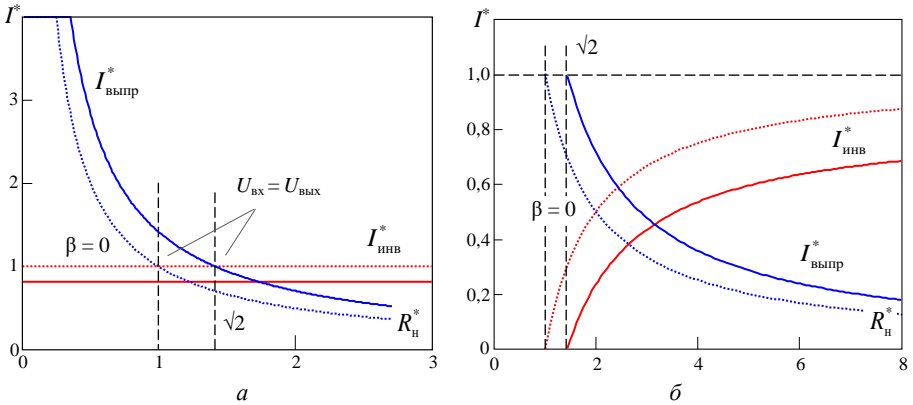


Рисунок 8 – Характеристики LCL -преобразователя при широтном-импульсном регулировании выпрямителем с углом $\beta = \pi/5,4$:
 a – изолированная структура; b – вольтодобавочная структура

Определено суммарное действующее значение токов инвертора и выпрямителя, которое в изолированной структуре превышает максимальный ток входного источника не более чем в 1,4 раза, а в вольтодобавочной ограничено током входного источника.

Рассмотрены свойства ЧШИР в резонансном LCL -преобразователе. Подстройка частоты в данном случае производится по условию обеспечения нулевой фазы тока выпрямителя $\varphi_{\text{выпр}} = 0$, при этом фаза тока инвертора равна углу регулирования первой гармоники $\varphi_{\text{инв}} = \alpha_1$, который более удобен для аналитического описания и связан с углом регулирования соотношением $\alpha_{\text{инв}} = 2\alpha_1$. ФЧХ тока инвертора

$$\varphi_{\text{инв}}(\Omega, Q) = \arctg \left(\frac{\Omega^2}{Q^2} \cdot \xi(\Omega, Q) \left(\Omega Q \cdot \xi(\Omega, Q) + (1 - Q^2) \right) \right) \quad (19)$$

с учетом условия ЧШИР $\varphi_{\text{инв}} = \alpha_1$ определяет функцию частотной подстройки $\Omega_{01}(\alpha_1, Q)$. Коэффициент передачи тока контура $K_I(\Omega_{01}(\alpha_1, Q), Q)$ при ЧШИР зависит от подстройки частоты и влияет на регулировочную характеристику выходного напряжения:

$$U_{\text{вых}}^*(\alpha_1, Q) = I_{1M}^*(\alpha_1) \frac{1}{K_I(\Omega_{01}(\alpha_1, Q), Q)}, \quad (20)$$

где $I_{1M}^*(\alpha_1)$ – первая гармоника тока инвертора по отношению к току входного источника. При условии ЧШИР регулировочная характеристика выходного напряжения примет вид:

$$U_{\text{вых}}^*(\alpha_1, Q) = \frac{\cos^2 \alpha_1}{K_I(\Omega_{01}(\alpha_1, Q), Q)} \rightarrow$$

$$\rightarrow U_{\text{вых}}^* (\alpha_1, Q) = \cos^2 \alpha_1 \cdot \frac{\Omega_{01} (\alpha_1, Q)}{Q} \sqrt{1 + \xi (\Omega_{01} (\alpha_1, Q), Q)^2}. \quad (21)$$

Решение уравнения с учетом функции подстройки частоты $\Omega_{01} (\alpha_1, Q)$, обеспечивающей аналитическую связь между частотой и углом регулирования, позволяет получить регулировочную характеристику преобразователя в явном виде. Приводя характеристику к нормирующей нагрузке, равной волновому сопротивлению контура, для коэффициента передачи получено:

$$K_{U \rightarrow I} (\alpha_1, Q) = \cos^2 \alpha_1 \cdot \Omega_{01} (\alpha_1, Q) \sqrt{1 + \xi (\Omega_{01} (\alpha_1, Q), Q)^2}. \quad (22)$$

Характер регулирования при ЧШИР обусловлен одновременным присутствием двух факторов: изменением угла регулирования и частоты. Зависимость регулировочной характеристики от нагрузки отражает нарушение свойств параметрической стабилизации (рисунок 9,а).

В режиме ЧШИР выпрямителя необходимо учитывать переменный характер его импеданса, который в этом случае имеет зависящие от угла регулирования активную и реактивную составляющие (6). Соответственно, ФЧХ также является функцией угла регулирования. В последовательно-параллельных топологиях резонансных контуров его реактивный импеданс не может складываться алгебраически с импедансом выпрямителя, функция подстройки частоты получена решением уравнения фазы входного тока $\varphi_{\text{инв}} (\Omega, Q, \alpha_1) = 0$, которое для ЧШИР имеет вид

$$\Omega^2 \left((\xi (\alpha_1) + \text{tg } \alpha_1)^2 + 1 \right) + (Q (\alpha_1) \Omega - \text{tg } \alpha_1) (\xi (\alpha_1) + \text{tg } \alpha_1) - 1 = 0, \quad (23)$$

Решение данного уравнения проведено численными методами, получена функция частотной подстройки $\Omega_{01} (\alpha_1, Q)$, которая при определенных нагрузках имеет разрывы, обусловленные потерей корней ФЧХ.

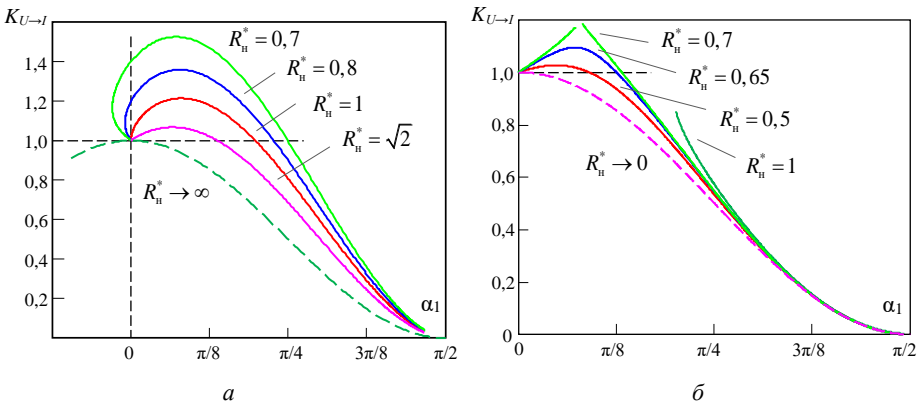


Рисунок 9 – Коэффициент передачи «напряжение-ток» при ЧШИР:
 а – регулирование инвертором; б – регулирование выпрямителем

Регулировочная характеристика при ЧШИР выпрямителя учитывает зависимость коэффициента передачи тока от угла α_1 :

$$U_{\text{ВЫХ}}^* (\alpha_1, Q) = I_{1M}^* (\alpha_1) \cdot \frac{1}{K_I (\Omega_{01} (\alpha_1, Q), Q, \alpha_1)}. \quad (24)$$

Коэффициент передачи тока резонансного контура и его добротность в данном случае являются функциями угла регулирования $K_I(\Omega, Q, \alpha_1)$ $Q(\alpha_1, Q_0) = Q_0 \cos^{-4} \alpha_1$, учитывающими реактивную составляющую импеданса выпрямителя. Решение в условиях ЧШИР позволяет получить выходное напряжение в виде

$$U_{\text{ВЫХ}}^* (\alpha_1, Q) = \frac{1}{\cos^2 \alpha_1} \frac{1}{K_I (\Omega_{01} (\alpha_1, Q), Q, \alpha_1)} \rightarrow$$

$$U_{\text{ВЫХ}}^* (\alpha_1, Q) = \frac{1}{\cos^2 \alpha_1} \frac{\Omega_{01} (\alpha_1, Q)}{Q(\alpha_1)} \sqrt{1 + \xi (\Omega_{01} (\alpha_1, Q), Q, \alpha_1)^2}. \quad (25)$$

Решение уравнения (25) с учетом функции подстройки частоты позволяет получить регулировочную характеристику коэффициента передачи:

$$K_{U \rightarrow I} (\alpha_1, Q) = \cos^2 \alpha_1 \cdot \Omega_{01} (\alpha_1, Q) \sqrt{\operatorname{tg} \alpha_1 + \frac{\xi_0 (\Omega_{01} (\alpha_1, Q), Q)^2}{\cos^2 \alpha_1}}. \quad (26)$$

При ЧШИР выпрямителем коэффициент передачи преобразователя зависит от нагрузки, диапазон изменения которой ограничен (рисунок 9,б), что вызывает нарушение режима параметрической стабилизации напряжения.

Таким образом, компенсация изменения нагрузки с помощью импедансного преобразования позволяет существенно уменьшить токи преобразователя и его статические потери. При ШИР на резонансной частоте коэффициент передачи стабилен при изменении нагрузки во всем диапазоне регулирования.

В четвертой главе рассмотрены резонансные *LCLC*-преобразователи в режиме формирования двухчастотного тока нагрузки. Получены энергетические характеристики, показана возможность компенсации вносимых индуктором частотных искажений с помощью коэффициентов передачи тока *LCLC*-контура на синтезируемых частотах.

Последовательно-параллельный резонансный *LCLC*-контур имеет две собственные резонансные частоты с низким входным импедансом, поэтому применяется в индукционном нагреве для синтеза двухчастотного тока индуктора. Параллельное включение частотоподающих ветвей *LCLC*-контура обеспечивает фильтрацию паразитных гармоник и селекцию резонансных частот (рисунок 10,а). При построении преобразователя на основе одного инвертора необходимо формирование выходного напряжения, содержащего две синтезируемые гармоники регулируемых амплитуд, что часто достигается путем многократной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) выходного напряжения, диаграммы показаны на рисунке 10,б.

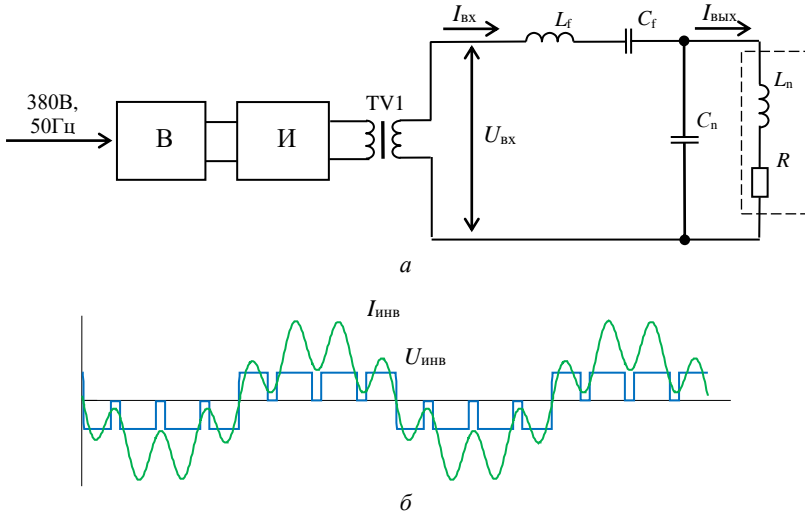


Рисунок 10 – Резонансный преобразователь с 2-частотным $LCLC$ -контуром (а) при включении источника в низкочастотную ветвь резонансного контура; однополярная многократная ШИМ (б)

Проведено исследование энергетических характеристик резонансного преобразователя в режиме формирования двухчастотного тока нагрузки. Показано, что в этом случае мощность искажений определяется не только паразитными гармониками, но и непропорциональным потреблением гармоник, синтезируемых инвертором. Данный фактор учитывается при аналитическом описании коэффициента мощности преобразователя, который состоит из двух множителей:

$$K_M = K_{2fi} \cdot K_{нМ},$$

$$K_{2fi} = \frac{\sqrt{U_{ВЧ}^2 + U_{НЧ}^2}}{U_\delta}, \quad K_{нМ} = \frac{1 + \sigma P}{\sqrt{1 + \sigma P \cdot \sigma R_{ВХ}} \cdot \sqrt{1 + \sigma P / \sigma R_{ВХ}}}, \quad (27)$$

где K_{2fi} описывает искажения, вносимые паразитными гармониками входного напряжения относительно двух синтезируемых гармоник; $K_{нМ}$ характеризует непропорциональность потребления синтезируемых гармоник. Габаритная мощность в преобразователях с двухчастотным выходным током определяется выражением

$$P_\Gamma^* = 2K_{2fA} \cdot K_{нГ},$$

$$K_{2fA} = \frac{K_a}{\sqrt{2}K_M}, \quad K_{нГ} = \frac{(1 + \sqrt{\sigma P / \sigma R_{ВХ}}) \cdot (1 + \sqrt{\sigma P \sigma R_{ВХ}})}{1 + \sigma P}, \quad (28)$$

где K_{2fA} – коэффициент отношения амплитуды напряжения к сумме амплитуд синтезируемых гармоник, определяющий степень их содержания в выходном напряжении; $K_{нГ}$ – коэффициент завышения габаритной мощности,

обусловленный непропорциональным потреблением синтезируемых гармоник *LCLC*-контуром.

Получены энергетические характеристики преобразователя при формировании двухчастотного тока индуктора на основе многократной ШИМ [28]. Показано, что для определения коэффициентов K_{2fa} и K_{2fi} достаточно анализа формы синтезируемого инвертором напряжения. Определены амплитуды синтезируемых гармоник и энергетические коэффициенты при однополярной многократной ШИМ:

$$U_{1m} = \frac{4E}{\pi} \gamma, \quad U_{vm} = \frac{2E}{\pi} \left(\sin \pi \gamma + \frac{2\gamma}{v} \right), \quad (29)$$

$$K_{2fi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{\gamma^2 + \left(\frac{\sin(\pi\gamma)}{2} + \frac{\gamma}{v} \right)^2}{(v-1)\gamma + 1}}, \quad K_{2fa} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{\sin(\pi\gamma) + 2\gamma \left(1 + \frac{1}{v} \right)}.$$

Двухполярная многократная ШИМ, образованная заменой интервала шунтирования нагрузки на интервал рекуперации, увеличивает высокочастотную составляющую синтезируемого тока. В этом случае энергетические коэффициенты можно записать:

$$U_{1m} = \frac{4E}{\pi} (2\gamma - 1), \quad U_{vm} = \frac{4E}{\pi} \left(\sin \pi \gamma + \frac{2\gamma - 1}{v} \right), \quad (30)$$

$$K_{2fi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \sqrt{(2\gamma - 1)^2 + \left(\sin \pi \gamma + \frac{2\gamma - 1}{v} \right)^2}, \quad K_{2fa} = \frac{\pi}{4} \frac{1}{|2\gamma - 1| + \sin \pi \gamma + \left(\frac{2\gamma - 1}{v} \right)}.$$

Представленные коэффициенты позволяют определить энергетические характеристики инвертора при формировании двухчастотного тока с помощью однополярной и двухполярной многократных ШИМ. В работе показано, что двухполярная ШИМ позволяет получить большие высокочастотные составляющие тока, однако из-за наличия интервалов рекуперации имеет меньший коэффициент мощности.

Предложенная топология построения преобразователя (см. рисунок 10,а) с расположением инвертора в низкочастотной ветви резонансного *LCLC*-контура позволяет формировать разные коэффициенты передачи тока на синтезируемых частотах и таким образом корректировать отношение амплитуд частотных составляющих тока нагрузки [7]. На синтезируемых резонансных частотах справедливо $\text{Im } Z(\Omega) = 0$, поэтому коэффициент передачи тока определяется активным сопротивлением

$$\text{Re } Z^*(\Omega) = \frac{1}{\Omega^2/Q^2 + (1 - \Omega^2)^2} = \left(\frac{Q}{\Omega} \right)^2 \frac{1}{1 + \xi^2}, \quad K_I(\Omega) = \sqrt{\text{Re } Z^*(\Omega)}. \quad (31)$$

Показано влияние частоты параллельного парциального контура ω_0 на входной импеданс и коэффициенты передачи тока на синтезируемых частотах. Анализ вещественной части импедансно-частотной характеристики показал, что при условии $\omega_{нч} \ll \omega_0$ изменением ω_0 можно варьировать активный импеданс на высокой частоте при его фактически постоянном единичном значении на низкой частоте $\text{Re} Z_{нч}^* \rightarrow 1$ (рисунок 11,а). Введена величина $\Omega_0 = \omega_0/\omega_{нч}$, показывающая положение ω_0 относительно нижней частоты $\omega_{нч}$, тогда коэффициенты передачи:

$$K_{L_{нч}} = \frac{\Omega_0^2}{\sqrt{\frac{\Omega_0^2}{Q^2} + (\Omega_0^2 - 1)^2}}, \quad K_{L_{вч}} = \frac{\Omega_0^2}{\sqrt{\frac{\Omega_0^2 v^2}{Q^2} + (\Omega_0^2 - v^2)^2}}. \quad (32)$$

В случае $\Omega_0 \gg \Omega_{нч}$ можно пренебречь влиянием добротности, при $Q \rightarrow \infty$

$$K_I(\Omega) = \frac{1}{1 - \Omega^2} \rightarrow K_{L_{нч}} \approx 1, \quad K_{L_{вч}} = \frac{\Omega_0^2}{\Omega_0^2 - v^2}. \quad (33)$$

Наиболее существенное влияние оказывается на коэффициент передачи высокой частоты. Распределение амплитуд входного и выходного тока $LCLC$ -контура определяется отношением коэффициентов передачи

$$\begin{aligned} \sigma I_{\text{вых}} &= \sigma I_{\text{вх}} \cdot \sigma K_I, \\ \sigma K_I^2 &= \frac{\frac{\Omega_0^2 v^2}{Q^2} + (\Omega_0^2 - v^2)^2}{\frac{\Omega_0^2}{Q^2} + (\Omega_0^2 - 1)^2} \rightarrow \sigma K_I = \frac{\Omega_0^2 - v^2}{\Omega_0^2 - 1}. \end{aligned} \quad (34)$$

Характеристики резонансного $LCLC$ -контура при $v = 7$ показаны на рисунке 11. Можно отметить, что смещение частоты Ω_0 позволяет регулировать ток высокой частоты.

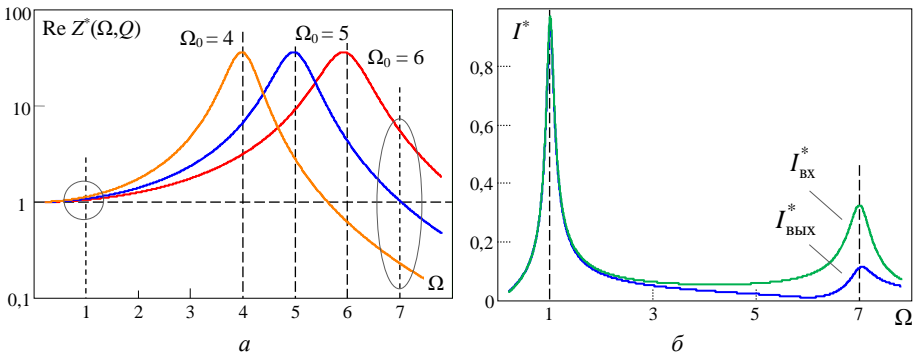


Рисунок 11 – Частотные зависимости резонансного $LCLC$ -контура при смещении частоты параллельного контура при $v = 7$: входной активный импеданс (а), АЧХ при $\Omega_0 = 6$ (б)

Получена аналитическая связь коэффициентов передачи тока с элементами резонансного $LCLC$ -контура. Установлено, что фактором, определяющим коэффициент передачи тока на резонансных частотах, является отношение индуктивностей дросселей

$$L_f^* = \frac{L_f}{L_n} = \frac{\Omega_0^4}{(\nu^2 - \Omega_0^2)(\Omega_0^2 - 1)} = K_{I_вч} \cdot K_{I_нч}. \quad (35)$$

В рассматриваемом частном случае $\omega_0 \gg \omega_{нч}$ получено выражение

$$L_f^* = \frac{\omega_0^2}{\omega_{вч}^2 - \omega_0^2} = \frac{1}{\Omega_{вч}^2 - 1}, \quad L_f^* = \frac{\Omega_0^2}{\nu^2 - \Omega_0^2} = K_{I_вч}, \quad (36)$$

показывающее, что отношение индуктивностей контура является коэффициентом распределения амплитуд тока на высокой частоте.

Индуктор имеет сложную импедансно-частотную характеристику и оказывает преобразователю разные сопротивления на разных частотах, что проявляется в виде вносимых частотных искажений. Предложены схемы замещения, позволяющие описать свойства индуктора при воздействии двух гармоник. Общий подход к образованию схемы замещения состоит в ее разделении на две ветви, каждая из которых отражает свойства индуктора на заданной частоте. Совмещение схемы замещения индуктора с двухчастотным контуром (рисунок 12,а) позволяет расположить частотно-зависимые элементы (в данном случае сопротивления индуктора на высокой и низкой частоте $R_{нч}$, $R_{вч}$) в ветвях контура, содержащих ток соответствующей частоты. В эквивалентную схему введен конденсатор C_x , замыкающий ток высокой частоты и препятствующий его протеканию в низкочастотную ветвь C_f - $R_{нч}$.

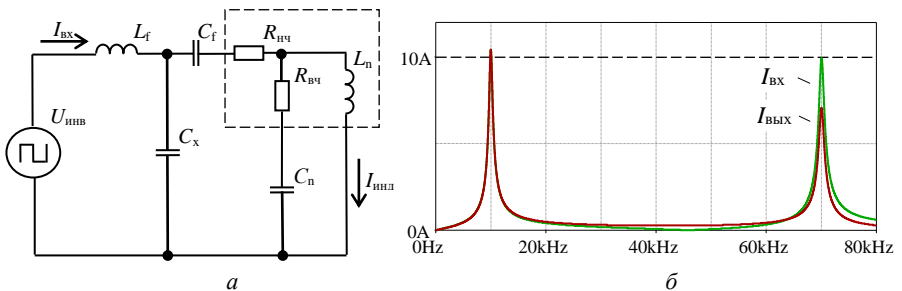


Рисунок 12 – Резонансный $LCLC$ -контур, совмещенный со схемой замещения индуктора при включении инвертора в низкочастотную цепь резонансного контура (а), частотная коррекция АЧХ входного тока на частотах 10 кГц и 70 кГц при $\sigma R = 0,5$ (б)

Предложенный способ коррекции частотных характеристик $LCLC$ -контура заключается в формировании на высокой частоте коэффициента передачи, позволяющего скомпенсировать непропорциональность потребления гармоник и вносимые нагрузкой частотные искажения. Условие коррекции состоит в

обеспечении равных входных сопротивлений $LCLC$ -контура на синтезируемых частотах, что достигается выбором соотношения индуктивностей по условию

$$L_f^* \rightarrow \sqrt{\sigma R_{\text{инд}}}. \quad (37)$$

Коррекция АЧХ входного тока согласно формуле (37) показана на рисунке 12,б. Энергетические характеристики с учетом частотных искажений при $\sigma R = 0,5$, демонстрирующие эффективность предложенной коррекции, – на рисунке 13.

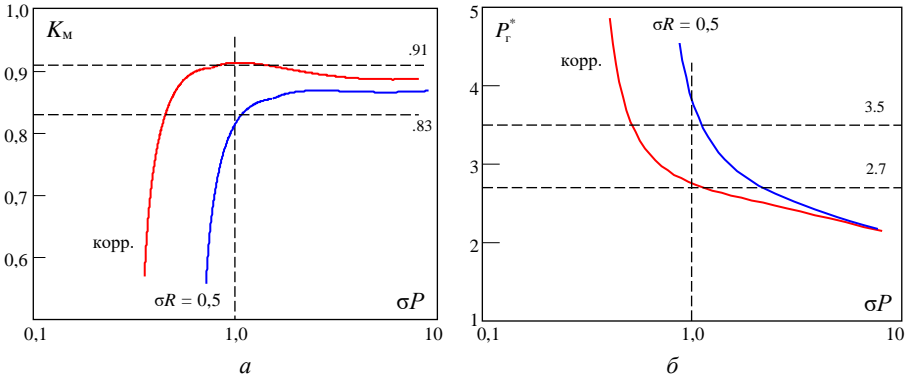


Рисунок 13 – Энергетические характеристики многократной однополярной ШИМ при коррекции АЧХ: коэффициент мощности (a), габаритная мощность (b)

Таким образом, предложенная топология с включением инвертора в низкочастотную цепь резонансного контура позволяет путем настройки коэффициентов передачи обеспечить пропорциональное потребление синтезируемых гармоник и улучшить энергетические характеристики.

В пятой главе рассмотрены режимы согласования параметров преобразователя с нагрузкой $LCLC$ -контуром, предложен способ согласования в области нижней резонансной частоты. Синтезирован режим параметрической стабилизации мощности на изменяющейся нагрузке.

Топология $LCLC$ -контура в режиме согласования преобразователя с нагрузкой показана на рисунке 14,а. Импедансные характеристики при таком включении контура описываются соотношениями

$$\operatorname{Re} Z(\Omega, Q) = R \frac{Q^2}{\Omega^2 + Q^2(\Omega^2 - 1)^2} = R \frac{Q^2}{\Omega^2} \frac{1}{1 + \xi^2(\Omega, Q)}, \quad (38)$$

$$\operatorname{Im} Z(\Omega, Q, \Omega_f, P_f) = P_f \rho_n \frac{(\Omega/\Omega_f)^2 - 1}{\Omega/\Omega_f} + \rho_n \frac{Q^2 \Omega (1 - \Omega^2) - \Omega}{\Omega^2 + Q^2 (1 - \Omega^2)^2}. \quad (39)$$

В данных соотношениях реактивный импеданс последовательного парциального контура выражен через отношение резонансных частот $\Omega_f = \omega_{0f}/\omega_0$ и волновых сопротивлений $P_f = \rho_f/\rho_n$ парциальных контуров.

В рассматриваемом режиме согласования $\omega_{нч} \rightarrow \omega_0$, поэтому коэффициент передачи тока необходимо определять по общему выражению (31). Установлено, что для описания свойств $LCLC$ -контура на нижней частоте достаточным является введение параметра относительной частотной расстройки параллельного контура $\Omega_0 = \omega_0/\omega_{нч}$. При этом коэффициент передачи тока может быть выражен следующим образом:

$$K_I(\Omega, \Omega_0) = \frac{\Omega_0 Q}{\sqrt{\Omega^2 + Q^2 \left(\frac{\Omega_0^2 - \Omega^2}{\Omega_0} \right)^2}} \rightarrow K_{I_{нч}}(\Omega_0) = \frac{\Omega_0 Q}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\Omega_0^2 - 1}{\Omega_0} \right)^2}} \quad (40)$$

Следовательно, положение частоты параллельного контура Ω_0 является инструментом регулирования коэффициента передачи тока (рисунок 14,б) [32]. Совместно с ФЧХ (рисунок 14,в) коэффициент передачи тока позволяет получить АЧХ выходного тока $LCLC$ -преобразователя

$$I_{\text{ВЫХ}}^* = \cos(\varphi(\Omega, \Omega_0)) \cdot \frac{1}{K_I(\Omega, \Omega_0)}, \quad (41)$$

показанную на рисунке 14,з.

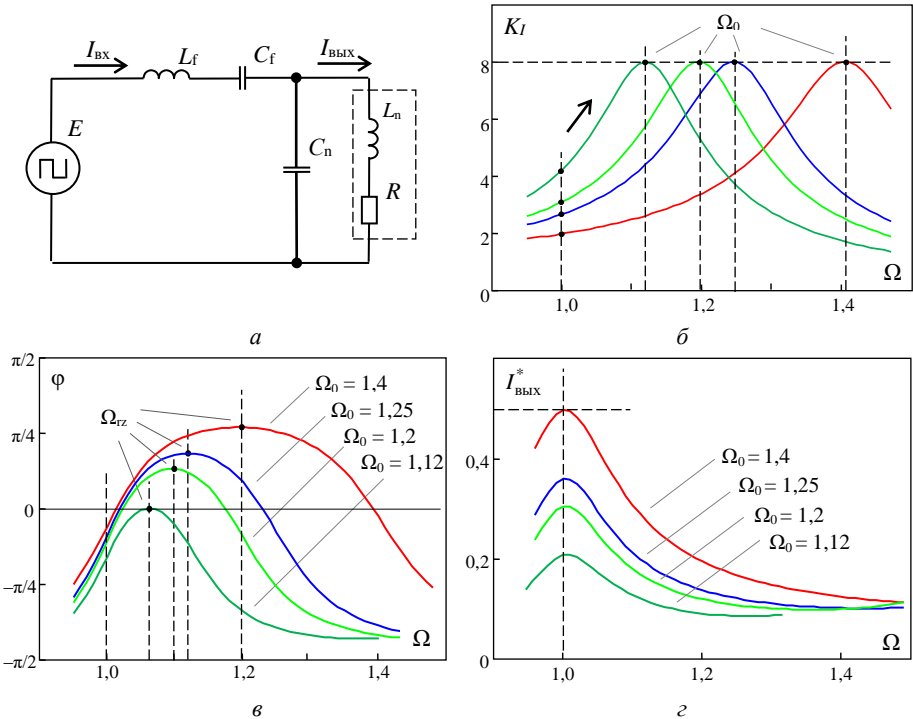


Рисунок 14 – Резонансный $LCLC$ -преобразователь (а), характеристики $LCLC$ -контура на нижней резонансной частоте при смещении частоты Ω_0 и добротности $Q = 8$ (б-г)

С позиций энергетической эффективности важно отметить, что в режиме согласования на нижней частоте частотное регулирование происходит в области увеличивающегося коэффициента передачи тока (см. рисунок 14,б), что позволяет минимизировать амплитуду входного тока, т.е. тока инвертора.

Данное свойство отражено в режиме стабилизации тока на изменяющейся нагрузке, зависимости выходного тока от частоты при разных нагрузках показаны на рисунке 15,а. В данном случае импедансное преобразование выражается в переменном характере K_I , который в области $\Omega \rightarrow \Omega_0$ зависит от добротности $Q(\sigma R) = Q_0 \cdot \sigma R$, определяемой нагрузкой (рисунок 15,б). Режим стабилизации тока описывается уравнением

$$I_s^* = I_{\text{ВЫХ}}^* (\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R) = \sigma R \frac{\cos(\varphi(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R))}{K_I(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R)} \quad (42)$$

где I_s^* – значение стабилизируемого тока. Решение уравнения численными методами позволяет получить функцию изменения частоты $\Omega_I(\Omega_0, \sigma R, Q_0, I_s^*)$ (рисунок 15,в) и входной ток резонансного контура, являющийся током инвертора (рисунок 15,г)

$$I_{\text{ВХ}}^* (\Omega_0, Q_0, \sigma R, I_s^*) = K_{I_{\Omega=1}} \frac{1}{K_I(\Omega_I(\sigma R, \Omega_0, Q_0, I_s^*), Q_0, \sigma R)}. \quad (43)$$

Уменьшение входного тока контура при увеличении нагрузки является следствием ее импедансного преобразования и приводит к уменьшению статических потерь в инверторе. Указанные энергетические преимущества являются свойством режима согласования именно на нижней частоте резонансного контура, при котором регулирование происходит при увеличивающемся коэффициенте передачи тока.

Исследованы свойства частоты максимальных фаз ФЧХ $LCLC$ -контура Ω_{tz} (см. рисунок 14,в), частным случаем которой является частота касания, которая характеризуется условием нулевой фазы $\varphi = 0$. Параметры контура, обеспечивающие точку касания, могут быть вычислены решением уравнения фазы входного тока $LCLC$ -контура

$$\varphi(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R) = \arctg \left(Q(\sigma R) \cdot \frac{\text{Im } Z(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R)}{\text{Re } Z(\Omega, \Omega_0, \sigma R)} \right) = 0 \quad (44)$$

Решение при $\Omega = \Omega_{tz}$ и $\sigma R = 1$ позволяет определить расстройку Ω_0 , обеспечивающую частоту касания при $\sigma R = 1$ и заданной добротности Q_0 , результаты решения показаны на рисунке 16,а. В описанных условиях входной ток резонансного контура при нормировании к E/R_0 определяется функцией

$$I_{\text{ВХ}}^* (\Omega, \Omega_0, \sigma R) = \frac{R}{Z(\Omega, \Omega_0, \sigma R)} = \frac{\cos(\varphi(\Omega, \Omega_0, \sigma R))}{K_I(\Omega, \Omega_0, \sigma R)^2} \cdot \sigma R. \quad (45)$$

Показано, что в точке максимальных фаз наблюдается стабильность входного тока контура в окрестности частоты Ω_{tz} (рисунок 16,б).

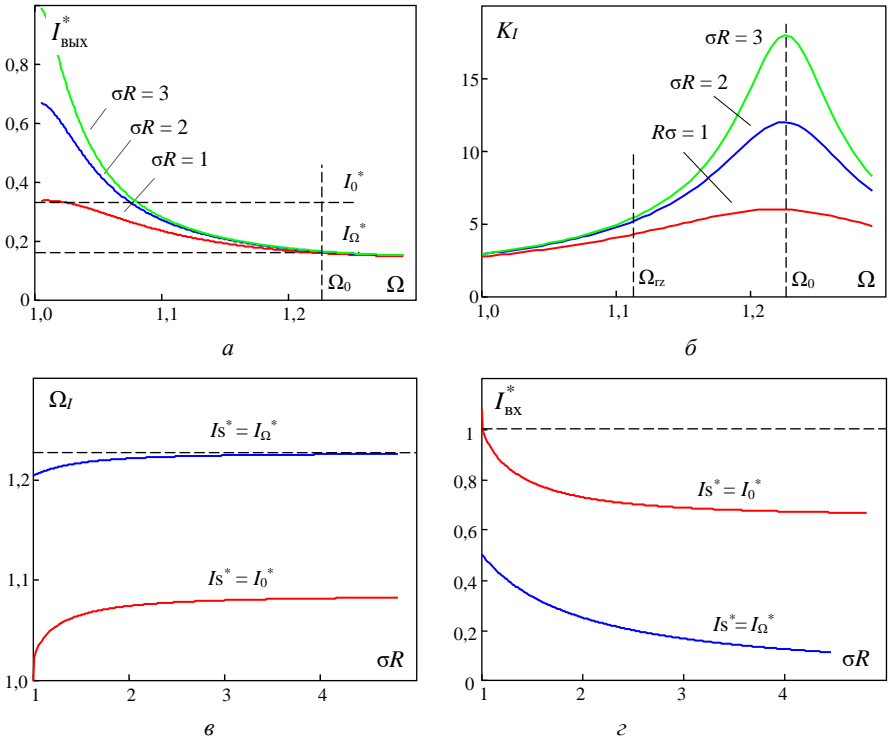


Рисунок 15 – Характеристики $LCLC$ -контура в режиме стабилизации тока на изменяющейся нагрузке при параметрах $\Omega_0 = 1,23$, $Q_0 = 6$:
 а – выходной ток; б – коэффициент передачи тока;
 в – частота; г – входной ток контура

Данный факт свидетельствует о фактически постоянном входном импедансе резонансного контура при изменении нагрузки в широком диапазоне и позволяет, учитывая незначительность изменения фазы (рисунок 16,а), говорить о формировании режима, близкого к режиму параметрической стабилизации мощности. Значение мощности нагрузки в описанном режиме по отношению к E^2/R_0 можно определить выражением (рисунок 16,б)

$$P_{\text{н}}^* (\Omega, \Omega_0, \sigma R) = \left(\frac{\cos(\varphi(\Omega, \Omega_0, \sigma R))}{K_I(\Omega, \Omega_0, \sigma R)} \right)^2 \cdot \sigma R. \quad (46)$$

Результаты показывают, что на частоте Ω_{Tz} можно получить фактически стабильную мощность изменяющейся нагрузки при неизменном токе инвертора, т.е. при минимальной габаритной мощности преобразователя. С энергетических позиций такой режим можно считать режимом параметрической стабилизации мощности, значение которой определяется частотной расстройкой Ω_0 и добротностью парциального контура нагрузки Q_0 .

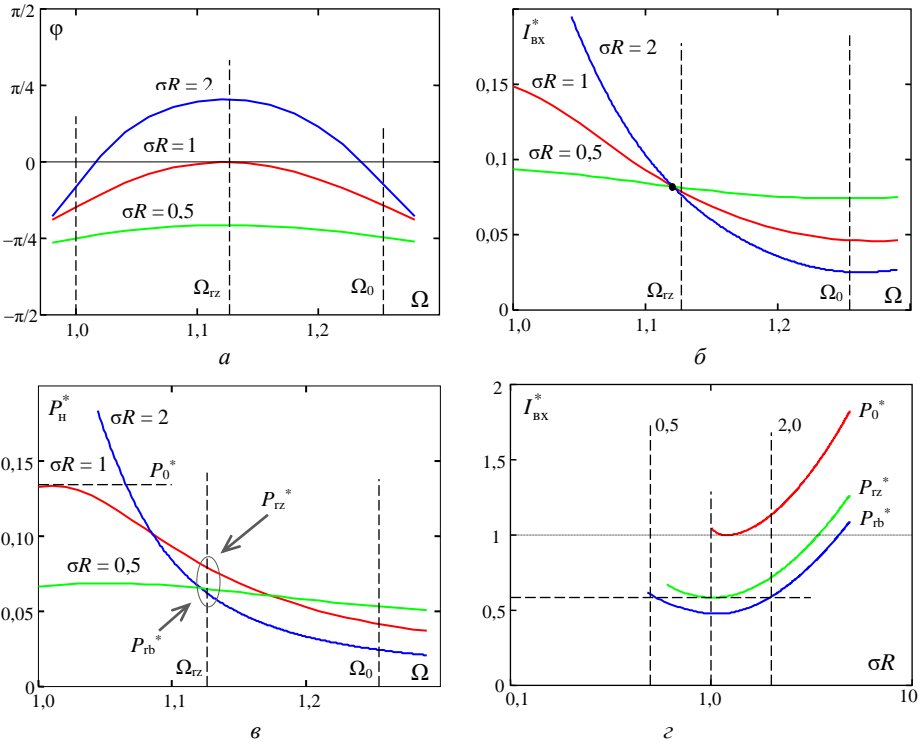


Рисунок 16 – Характеристики в режиме стабилизации мощности и входной ток LCLC-контура при настройке $\sigma R = 1$ на частоту касания при параметрах $Q_0 = 4,4$ и $\Omega_0 = 1,25$

Рассмотрен режим стабилизации мощности нагрузки частотным регулированием при предложенном способе настройки контура, основанном на симметричном расположении максимумов фаз ФЧХ, соответствующих границам диапазона изменения нагрузки относительно частоты касания (рисунок 16,а) [19]. Режим стабилизации мощности описывается уравнением:

$$P_s^* = P_H^*(\Omega, \Omega_0, \sigma R) = \sigma R \cdot \left(\frac{\cos(\varphi(\Omega, \Omega_0, \sigma R))}{K_I(\Omega, \Omega_0, \sigma R)} \right)^2 \quad (47)$$

где P_s^* – значение стабилизируемой мощности. Применение численных методов позволяет получить функцию частотной подстройки $\Omega_P(\Omega_0, \sigma R, P_s^*)$ и с ее помощью на основе (45) – зависимость амплитуды тока инвертора от нагрузки. Результаты решения при значениях стабилизируемой мощности: P_0^* – мощности нижней резонансной частоты, P_{rz}^* – мощности частоты максимальных фаз, P_{rb}^* – мощности границ диапазона изменения нагрузки показаны на рисунке 16,г. Наибольший эффект получен при стабилизации значения P_{rb}^* – нестабильность входного тока составила 25% при изменении нагрузки в 4 раза.

Таким образом, согласование параметров преобразователя с изменяющейся нагрузкой на нижней частоте резонансного $LCLC$ -контура позволяет осуществлять регулирование в области увеличивающегося коэффициента передачи тока и уменьшить ток инвертора. Параметрическая стабилизация мощности, соответствующая частоте касания, дает возможность минимизировать изменение тока инвертора и его габаритную мощность.

В шестой главе представлены результаты практической реализации и примеры эффективного применения разработанных регулируемых резонансных преобразователей в электротехнических системах.

Разработан низковольтный резонансный LLC -преобразователь с выходным напряжением 6,5 В мощностью 240 Вт для питания синтезатора частот космического аппарата (рисунок 17). Преобразователь построен по изолированной схеме с планарным трансформатором, индуктивность рассеяния которого образует с резонансным конденсатором низкодобротный колебательный контур. Режим ZVS транзисторов выпрямителя получен фазовым смещением его напряжения. Применение транзисторов GaN позволило уменьшить статические потери и в сочетании с мягким включением получить высокий для низковольтного преобразователя космического применения КПД, достигающий 95 % при номинальной нагрузке.

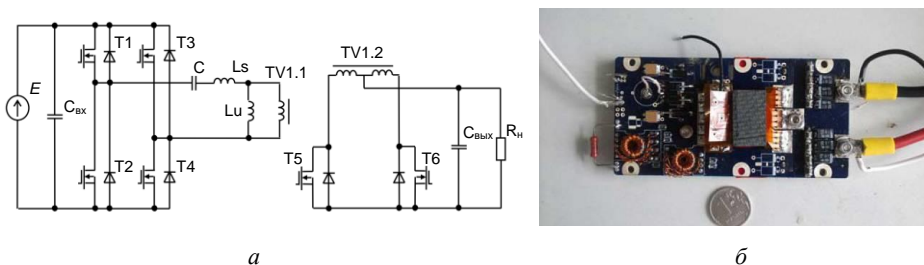


Рисунок 17 – Резонансный LLC -преобразователь для питания синтезатора частот

Разработан резонансный LCL -преобразователь с активным выпрямителем, осуществляющий параметрическое преобразование тока солнечной батареи в постоянное напряжение 100 В. Преобразователь построен по вольтодобавочной структуре (рисунок 18,а), в которой при изменении нагрузки за счет импедансного преобразования происходит перераспределение тока солнечной батареи между инвертором и выпрямителем (см. рисунок 8,б). Компенсация дрейфа тока солнечной батареи производится с помощью предложенного ШИР с фазовым смещением напряжения выпрямителя, которое обеспечивает стабильность коэффициента передачи и коммутационные условия ZVS в инверторе и выпрямителе. Получен КПД, превышающий 98 % на номинальной мощности (рисунок 18,б). Представленные результаты подтверждают достижение высокой энергетической эффективности за счет применения импедансного преобразования изменяющейся нагрузки.

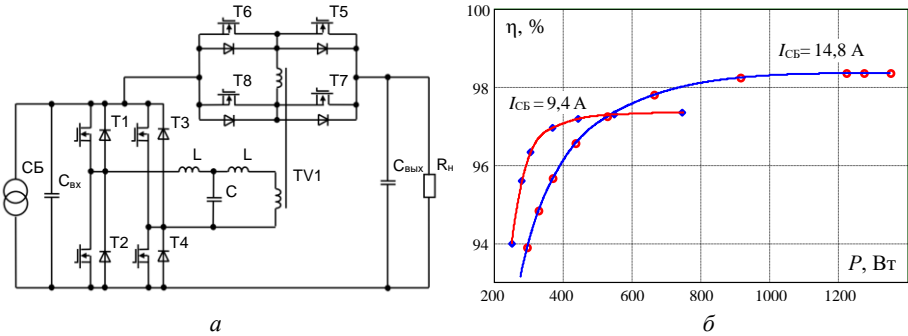
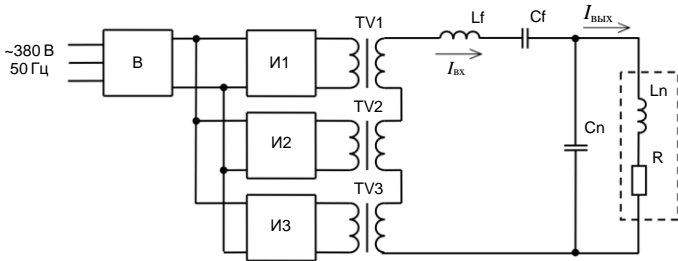


Рисунок 18 – Резонансный преобразователь энергии солнечной батареи (а), зависимость КПД резонансного *LCL*-преобразователя от выходной мощности (б)

Разработан резонансный преобразователь для индукционно-нагревательного комплекса термообработки сварного шва трубы газопровода (рисунок 19). Построение преобразователя на основе *LCLC*-контура, настроенного согласно предложенному режиму симметричного расположения максимумов фаз ФЧХ (см. рисунок 16,а), позволило за счет импедансного преобразования получить фактически постоянный входной импеданс резонансного контура при изменении параметров индуктора.



а



б

Рисунок 19 – Резонансный *LCLC*-преобразователь с согласованием параметров нагрузки

Согласно проведенным измерениям нестабильность входного тока *LCLC*-контура составила 8% при изменении активного импеданса индуктора в 2 раза, что позволило уменьшить габаритную мощность инвертора и получить фактически полное энергетическое использование элементов преобразователя. В предложенном режиме получен коэффициент передачи тока $K_I = 3,5$, что при максимальном токе индуктора $I_{\text{инд}} = 7$ кА позволило уменьшить выходной ток трансформатора и потери мощности кабеля, соединяющего индуктор с трансформатором и имеющего длину 20 м.

Таким образом, представленные экспериментальные разработки имеют высокую энергетическую эффективность и подтверждают правильность сделанных в диссертации выводов.

Результаты работы

В диссертации разработаны способы синтеза энергетически эффективных режимов регулирования параметров резонансных преобразователей. Выполненные научные исследования представлены следующими результатами.

1. Предложенная концепция синтеза энергетически эффективных режимов регулирования параметров резонансных преобразователей, основанная на применении осуществляемого последовательно-параллельным контуром импедансного преобразования, позволяет получить параметрическую компенсацию изменений нагрузки и за счет этого обеспечить улучшение энергетической эффективности, выраженное в уменьшении статических потерь.

2. На основе концепции п.1 разработан ряд энергоэффективных регулируемых резонансных преобразователей:

- повышающее-понижающие резонансные преобразователи постоянного напряжения с ЧШИР;
- вольтодобавочные регулируемые резонансные преобразователи с параметрической стабилизацией выходного напряжения;
- резонансный преобразователь, формирующий двухчастотный выходной ток с регулируемым соотношением синтезируемых гармоник;
- регулируемый резонансный инвертор, обеспечивающий заданное согласование выходных параметров с нагрузкой;
- регулируемый резонансный инвертор с параметрической стабилизацией мощности нагрузки.

3. Разработан способ ЧШИР выходных параметров резонансного преобразователя в вариантах регулирования инвертором и выпрямителем, который имеет следующие характеристики:

- при регулировании инвертором достигнуто ограничение значения тока резонансного контура током нагрузки, при 50% диапазоне регулирования на нормализованной нагрузке с $Q = 1$ данный режим требует максимальной подстройки частоты на уровне $\Omega = 1,4$;
- при регулировании выпрямителем ограничение тока резонансного контура током источника достигается в полном диапазоне регулирования, на

нормализованной нагрузке с $Q = 1$ данный режим требует подстройки частоты до значения $\Omega = 1,17$;

- при регулировании обеспечены значения фазы тока в инверторе и выпрямителе, формирующие мягкое включение транзисторов в условиях ZVS во всем диапазоне регулирования;

- получено увеличение коэффициента мощности, достигающее $\sqrt{2}$ раз при регулировании напряжения более чем на 50%.

4. Разработан способ ШИР коэффициента передачи *LCL*-преобразователя с активным выпрямителем, базирующийся на фазовом сдвиге напряжения выпрямителя относительно инвертора. В режиме параметрической стабилизации напряжения разработанный способ регулирования выпрямителем обеспечивает:

- стабильность напряжения при изменении нагрузки на резонансной частоте во всем диапазоне регулирования и мягкую ZVS коммутацию транзисторов;

- уменьшение суммарного действующего тока инвертора и выпрямителя в 1,2 раза по отношению к току источника при глубине регулирования в $\sqrt{2}$ раз.

5. На основе способа п. 4 разработан вольтодобавочный резонансный *LCL*-преобразователь с ШИР выпрямителем, в котором за счет параметрического импедансного преобразования происходит перераспределение тока входного источника между инвертором и выпрямителем, что ограничивает их суммарный действующий ток на уровне тока входного источника.

6. Разработан способ синтеза двухчастотного тока нагрузки *LCLC*-преобразователем на основе многократной ШИМ, позволяющий за счет компенсации вносимых нагрузкой частотных искажений повысить энергетические показатели преобразователя по габаритной мощности на 30%, по коэффициенту мощности на 8,4%.

7. Разработанный способ согласования параметров инвертора и нагрузки резонансным *LCLC*-контуром на нижней резонансной частоте позволяет достичь существенного уменьшения тока инвертора, определяемого заданным коэффициентом передачи тока. Показано, что при стабилизации тока с $K_I = 6$ ток инвертора при регулировании может быть уменьшен в 1,4 раза.

8. Разработан способ параметрической стабилизации мощности резонансным *LCLC*-контуром, заключающийся в формировании стабильного входного импеданса резонансного контура при изменении нагрузки в широком диапазоне. Предложенный режим стабилизации мощности позволил получить изменение тока инвертора на 8% при изменении нагрузки в 2 раза, и таким образом уменьшить его габаритную мощность на 30%.

9. На основе предложенных способов регулирования спроектированы резонансные преобразователи, имеющие высокие показатели энергетической эффективности. Расхождение результатов теоретических расчетов и экспериментальных исследований для резонансных инверторов с высокой добротностью контура составило не более 4%, для преобразователей постоянного напряжения – не более 9%.

Список работ, опубликованных автором по теме диссертации*Публикации в научных журналах, рекомендованных ВАК*

1. Владимиров С.Н. Особенности индукционного нагрева ферромагнитных сталей при различных режимах работы преобразователя частоты / С.Н. Владимиров, С.К. Земан, А.В. Осипов, В.П. Толстов // Известия вузов. Электромеханика. – 2004. – № 1. – С. 50–54.
2. Земан С.К. Многочастотные регулируемые резонансные преобразователи частоты с многозонной модуляцией в системах высокочастотного индукционного нагрева / С.К. Земан, А.В. Осипов // Электротехника. – 2006. – № 4. – С. 49–56.
3. Земан С.К. Исследование зависимостей характеристик резонансного контура от конструктивных и электрических параметров системы «индуктор – нагреваемый объект» / С.К. Земан, А.В. Осипов, М.С. Сахаров // Известия Томского политехнического университета. – 2007. – № 1. – С. 197–202.
4. Земан С.К. Системы индукционного нагрева с непрерывным способом загрузки секционированного индуктора / С.К. Земан, А.В. Осипов // Известия вузов. Электромеханика. – 2007. – № 2. – С. 32–39.
5. Земан С.К. Исследование цифровых систем фазовой автоматической подстройки частоты последовательного резонансного инвертора / С.К. Земан, А.В. Осипов, М.С. Сахаров // Электротехника. – 2008. – № 1. – С. 28–35.
6. Земан С.К. Исследование влияния параметров управляющего воздействия на характеристики системы фазовой автоматической подстройки частоты последовательного резонансного инвертора / С.К. Земан, А.В. Осипов, М.С. Сахаров // Электротехника. – 2008. – № 10. – С. 57–62.
7. Земан С.К. Формирование двухчастотных колебаний тока в системах индукционного нагрева / С.К. Земан, Ю.М. Казанцев, А.В. Осипов, А.В. Юшков // Известия Томского политехнического университета. – 2009. – № 4. – С. 105–111.
8. Автоматизированная фотоэлектрическая установка с повышенной энергетической эффективностью / Ю.А. Шиняков, Ю.А. Шурыгин, В.В. Аржанов, А.В. Осипов, О.А. Теушаков, К.В. Аржанов // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2. – С. 282–287.
9. Автономная фотоэлектрическая энергетическая установка / Ю.А. Шиняков, Ю.А. Шурыгин, В.В. Аржанов, О.А. Теушаков, А.В. Осипов // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – № 4. – Т. 320. – С. 133–138.
10. Земан С.К. Синтез двухчастотного тока индуктора на основе суммирования выходных параметров двух разночастотных резонансных преобразователей / С.К. Земан, Ю.М. Казанцев, А.В. Осипов, А.В. Юшков // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – № 4. – Т. 321. – С. 144–150.
11. Осипов А.В. Сопоставительный анализ энергетической эффективности преобразования энергии солнечной батареи преобразователями постоянного напряжения / А.В. Осипов, Ю.А. Шиняков, Ю.А. Шурыгин, А.И. Отто, М.М. Черная // Доклады ТУСУР. – 2013. – № 1(27). – С. 14–19.
12. Осипов А.В. Системы электропитания космических аппаратов на основе регулируемых преобразователей с промежуточным звеном повышенной частоты / А.В. Осипов, Ю.А. Шиняков, А.И. Отто, М.М. Черная // Известия Томского политехнического университета. 2013. – Т. 323, № 4. – С. 126–132.
13. Осипов А.В. Системы электропитания космических аппаратов на основе регулируемых инверторов тока / А.В. Осипов, Ю.А. Шиняков, А.И. Отто, М.М. Черная, А.А. Ткаченко // Известия Томского политехнического университета. 2014. – Т. 324, № 4. – С. 102–109.

14. Осипов А.В. Обеспечение благоприятного переключения транзисторов инвертора тока в преобразователях со звеном повышенной частоты / А.В. Осипов, Ю.А. Шиняков, А.И. Отто, М.М. Черная, А.А. Ткаченко // Известия Томского политехнического университета. – 2015. – Т. 226, № 4. – С. 138–145.
15. Анализ способов реализации мягкого переключения транзисторных ключей повышающего преобразователя для энергосистемы космического аппарата / С.А. Запольский, Е.В. Загородских, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков, А.В. Осипов // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 2. – С. 90–93.
16. Осипов А.В. Структуры построения высоковольтных систем электропитания космических аппаратов на основе инверторно-трансформаторных преобразователей / А.В. Осипов, Ю.А. Шиняков, В.Н. Школьный, С.Б. Сунцов, М.М. Черная // Электротехника. – 2016. – № 12. – С. 26–33.
17. Модуль заряда аккумуляторных батарей для космического применения / Е.В. Загородских, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков, А.В. Осипов, М.П. Сухоруков // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 1. – С. 121–125.
18. Осипов А.В. Последовательный резонансный преобразователь для систем электропитания от аккумуляторов / А.В. Осипов, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков, Е.В. Ярославцев, И.С. Шемолин // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 103–110.
19. Осипов А.В. Энергетически эффективные режимы работы преобразователя частоты с последовательно-параллельным резонансным контуром при стабилизации мощности на переменной нагрузке / А.В. Осипов // Электротехника. – 2017. – № 6. – С. 70–76.
20. Сахаров М.С. Динамическая модель резонансного преобразователя с Т-образным контуром / М.С. Сахаров, А.В. Осипов // Научный вестник НГТУ. – 2017. – № 4. – С. 47–66.
21. Осипов А.В. Двухнаправленный вольтодобавочный преобразователь с активным выпрямителем для заряда-разряда аккумулятора в системах электропитания / А.В. Осипов, И.С. Шемолин, В.Н. Школьный, Р.А. Латыпов // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 1. – С. 119–126.
22. Осипов А.В. Двухнаправленный вольтодобавочный преобразователь с мягким переключением для систем электропитания / А.В. Осипов, И.С. Шемолин, А.А. Лопатин, Р.А. Латыпов // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 2. – С. 108–117.
23. Осипов А.В. Вольтодобавочный последовательный резонансный преобразователь с изменяемой структурой для систем электропитания / А.В. Осипов, Е.В. Ярославцев, Е.Ю. Буркин, В.В. Свиридов // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 2. – С. 27–37.
24. Осипов А.В. Вольтодобавочный резонансный LCL-Т преобразователь для автономных систем электропитания на возобновляемых источниках энергии / Осипов А.В., Запольский С.А. // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 3. – С. 77–78.
25. Осипов А.В. Определение характеристик фазовой подстройки частоты в последовательном резонансном преобразователе при широтно-импульсном регулировании / А.В. Осипов // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 3. – С. 111–116.
26. Осипов А.В. Резонансные преобразователи постоянного напряжения с код-импульсным регулированием / А.В. Осипов, И.М. Журавлев // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 2. – С. 97–102.
27. Журавлев И.М. Резонансный преобразователь энергии солнечной батареи в системе электропитания малого космического аппарата / И.М. Журавлев, А.В. Осипов // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 3. – С. 81–85.

28. Осипов А.В. Синтез двухчастотного тока параллельно-последовательным резонансным LCLC-преобразователем с многократной широтно-импульсной модуляцией / А.В. Осипов // Доклады ТУСУР. – 2021. – № 1. – С. 75–82.

29. Осипов А.В. Резонансный LCL-преобразователь с частотно-широотно-импульсным регулированием / А.В. Осипов, В.М. Рулевский // Доклады ТУСУР. – 2021. – Т. 24, № 2. – С. 77–83.

30. Шемолин И.С. Устройство заряда аккумуляторной батареи асимметричным током / И.С. Шемолин, И.В. Калашников, В.М. Рулевский, А.В. Осипов // Приборы и техника эксперимента. – 2022. – № 2. – С. 57–60.

Статьи в зарубежных научных периодических изданиях

31. Osipov A.V. LCL-T resonant converter based on dual active bridge topology in solar energy applications / A.V. Osipov, Y.A. Shinyakov, V.N. Shcolnyi, M.S. Sakharov // Journal of aerospace technology and management. – 2017. – Vol. 9(2). – P. 248–254.

32. Osipov A.V. Energy-efficient operation modes of a frequency converter with a series-parallel resonant circuit under power stabilization at a variable load / A.V. Osipov // Russian Electrical Engineering. – 2017. – Vol. 88, Is. 6. – P. 381–387.

Статьи в российских научных периодических изданиях

33. Земан С.К. Особенности работы высокочастотного трансформатора в схеме последовательного резонансного инвертора / С.К. Земан, А.В. Осипов, О.Е. Сандырев // Силовая Электроника. – 2007. – № 1. – С. 67–72.

34. Сандырев О.Е. Автоматизированное проектирование индукторной системы для технологии индукционного нагрева / О.Е. Сандырев, А.В. Осипов // Силовая интеллектуальная электроника. 2007. – № 1(6).

35. Земан С.К. Анализ импульсно-модуляционных способов регулирования последовательного резонансного инвертора / С.К. Земан, А.В. Осипов, А.В. Юшков // Силовая электроника. – 2007. – № 4. – С. 88–97.

36. Земан С.К. Согласование параметров индуктора и преобразователя частоты с помощью последовательно-параллельного резонансного контура / С.К. Земан, Ю.М. Казанцев, А.В. Осипов // Индукционный нагрев. – 2013. – № 2. – С. 25–32.

37. Шиняков Ю.А. Автономная энергетическая установка с экстремальным шаговым регулятором мощности солнечных батарей / Ю.А. Шиняков, А.И. Отто, А.В. Осипов, М.М. Черная // Альтернативная энергетика и экология. – 2015. – № 8-9 (172-173). – С. 12–18.

Публикации в сборниках и трудах конференций Scopus

38. Chernaya M.M. High-voltage power supply system of low-orbit spacecraft / M.M. Chernaya, Y.A. Shinyakov, A.V. Osipov // 16-th International Conference on micro/nanotechnologies and electron devices. – Erlagol, 2015. – P. 502–507.

39. Chernaya M.M. Spacecraft power system / M.M. Chernaya, Y.A. Shinyakov, A.V. Osipov // 17-th International Conference on micro/nanotechnologies and electron devices. – Erlagol, 2016. – P. 589–593.

40. Osipov A.V. Soft Switching Stacked-Up Boost Push-Pull Converter / A.V. Osipov, A.A. Lopatin, R.A. Latypov, I.S. Shemolin // 14-th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk. – 2018. – P. 148–151.

41. Zapolskiy S.A. Single-Cycle LCL-T Resonant Converter for Solar Battery / S.A. Zapolskiy, A.V. Osipov, I.M. Zhuravlev, M.E. Khlystunov // 14-th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk. – 2018. – P. 90–93.

42. Chernaya M.M. Prospects in the field of energy-conversion devices design for high-voltage power systems / M.M. Chernaya, A.V. Osipov, Yu.A. Shinyakov, M.P. Sukhorukov // 14-th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk. – 2018. – P. 86–89.

43. Latypov R.A. Variable Frequency Zero Voltage Switching Stacked-up Converter / R.A. Latypov, A.V. Osipov, A.A. Lopatin // 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices June 29 – July 3, 2019, Erlagol, Russia.

44. Zapolskiy S.A. Converter for Induction Heating Nuts on the Basis of a Series-Parallel Resonant Network / S.A. Zapolskiy, A.V. Osipov // 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices June 29 – July 3, 2019, Erlagol, Russia.

45. Shemolin I.S. Resonant LLC low voltage converter / I.S. Shemolin, A.V. Osipov, I.V. Kalashnikov, A.I. Zazygin // 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering, PIERE 2020. – 2020. – P. 121–127.

Публикации в сборниках и трудах международных и всероссийских конференций

46. Земан С.К. Методы и средства регулирования мощности в установках высокочастотного индукционного нагрева / С.К. Земан, А.В. Миков, А.В. Осипов, В.Ю. Шаненков // Электромеханические преобразователи энергии: материалы международной научно-технической конференции. – 2001. – С. 42–43.

47. Осипов А.В. Анализ структур преобразователя частоты для высокочастотного индукционного нагрева ферромагнитных материалов / А.В. Осипов // Труды Восьмой международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: Изд-во ТПУ, 2002. – С. 133–135.

48. Земан С.К. Сравнительный анализ систем высокочастотного индукционного нагрева методического типа с секционированным индуктором / С.К. Земан, А.В. Осипов // Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления. – 2002. – С. 36–38.

49. Владимиров С.Н. Влияние индуктивности обратного замыкания на эквивалентный активный импеданс индукторной системы / С.Н. Владимиров, С.К. Земан, А.В. Осипов // Электронные средства и системы управления. – 2003. – С. 22–25.

50. Земан С.К. Анализ способов регулирования резонансных преобразователей частоты в системах высокочастотного индукционного нагрева / С.К. Земан, А.В. Осипов // Материалы международной конференции «АРИН05». – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2005. – С. 193–201.

51. Земан С.К. Сравнительный анализ структур построения преобразователя частоты для реализации двухчастотного индукционного нагрева / С.К. Земан, А.В. Осипов, А.В. Юшков // Электронные средства и системы управления: международная научно-практическая конференция. 2007. – № 1. – С. 309–312.

52. Земан С.К. Оценка энергетических показателей реактивных элементов двухчастотного резонансного преобразователя частоты / С.К. Земан, А.В. Осипов, А.В. Юшков // Современная техника и технологии: XVI международная научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых. – 2010. – С. 291–293.

53. Земан С.К. Двухчастотный преобразователь частоты на основе широтно-импульсной модуляции / С.К. Земан, А.В. Осипов, А.В. Юшков // Научная сессия ТУСУР – 2010: всероссийская научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – 2010. – С. 184–187.

54. Осипов А.В. Резонансные преобразователи энергии солнечной батареи / А.В. Осипов, Ю.А. Шиняков, М.М. Черная, А.А. Ткаченко // Решетневские чтения. – 2015. – Т. 1. – С. 290–292.

55. Вольтодобавочный резонансный преобразователь энергии солнечной батареи с активным выпрямителем // А.В. Осипов, И.М. Журавлев, М.Е. Хлыстунов, А.А. Лопатин // Решетневские чтения. – 2018. – Т. 1. – С. 297–299.

Патенты на изобретения и полезные модели РФ

56. Патент № 2240659 Российская Федерация. Устройство индукционного нагрева с секционированным индуктором (варианты) : заявл. 23.09.02 : опубл. 20.11.04 / Земан С.К., Осипов А.В.

57. Патент № 2256303 Российская Федерация. Устройство индукционного нагрева с секционированным индуктором : заявл. 12.05.03 : опубл. 10.07.05 / Земан С.К., Осипов А.В.

58. Патент № 2331151 Российская Федерация. Способ регулирования выходного напряжения многоячейкового преобразователя частоты : заявл. 28.03.07 : опубл. 10.08.08 / Земан С.К., Осипов А.В.

59. Патент № 2319282 Российская Федерация. Способ регулирования выходного напряжения преобразователя частоты : заявл. 23.11.06 : опубл. 10.03.08 / Земан С.К., Осипов А.В., Сандырев О.Е.

60. Патент № 2309185 Российская Федерация. Способ термической обработки сварных соединений рельсов : заявл. 22.02.06 : опубл. 27.10.07 / Фещуков А.Н., Осипов А.В., Земан С.К., Муркин М.Н.

61. Полезная модель № 52540 Российская Федерация. Сильноточный многоячейковый трансформатор : заявл. 17.08.05 : опубл. 27.03.06 / Земан С.К., Осипов А.В., Фещуков А.Н.

62. Патент № 2345474 Российская Федерация. Способ управления преобразователем частоты : заявл. 01.10.07 : опубл. 27.01.09 / Земан С.К., Юшков А.В., Лисицин С.А.

63. Патент № 2399168 Российская Федерация. Способ формирования двухчастотного тока индуктора и устройство для формирования двухчастотного тока индуктора : заявл. 01.06.09 : опубл. 10.09.10 / Земан С.К., Казанцев Ю.М., Осипов А.В., Юшков А.В.

64. Патент № 2474949 Российская Федерация. Однополярный низкочастотный резонансный преобразователь со звеном повышенной частоты и способ формирования низкочастотного выходного тока : заявл. 02.11.11 : опубл. 10.02.13 / Земан С.К., Казанцев Ю.М., Осипов А.В., Юшков А.В.

65. Патент № 2560720 Российская Федерация. Система электропитания космического аппарата с экстремальным регулированием мощности солнечной батареи : заявл. 15.04.14 : опубл. 20.08.15 / Осипов А.В., Шиняков Ю.А., Сунцов С.Б., Школьный В.Н., Нестеришин М.В., Черная М.М., Отто А.И.

66. Патент № 2574565 Российская Федерация. Система электропитания космического аппарата с регулированием мощности солнечной батареи инверторно-трансформаторным преобразователем : заявл. 01.09.14 : опубл. 10.02.16 / Шиняков Ю.А., Осипов А.В., Сунцов С.Б., Школьный В.Н., Черная М.М.

67. Патент № 2613660 Российская Федерация. Система электропитания космического аппарата : заявл. 01.06.15 : опубл. 21.03.17 / Осипов А.В., Шиняков Ю.А., Черная М.М.

68. Полезная модель №174772 Российская Федерация. Преобразователь напряжения понижающего типа с мягкой коммутацией : заявл. 15.03.17 : опубл. 02.11.17 / Осипов А.В., Загородских Е.В., Запольский С.А., Черная М.М.

69. Патент № 2634612 Российская Федерация. Высоковольтная система электропитания космического аппарата с индуктивно-емкостным преобразователем : заявл. 17.03.16 : опубл. 02.11.17 / Осипов А.В., Шиняков Ю.А., Черная М.М.

70. Патент № 2634513 Российская Федерация. Высоковольтная система электропитания космического аппарата : заявл. 29.03.16 : опубл. 02.11.17 / Шиняков Ю.А., Осипов А.В., Черная М.М.

71. Патент № 2650100 Российская Федерация. Высоковольтная система электропитания космического аппарата : заявл. 07.12.16 : опубл. 09.04.18 / Шиняков Ю.А., Черная М.М., Осипов А.В.

72. Патент № 2650875 Российская Федерация. Система электропитания космического аппарата : заявл. 19.09.16 : опубл. 18.04.18 / Кочура С.Г., Школьный В.Н., Шиняков Ю.А., Лопатин А.А., Сунцов С.Б., Семенов В.Д., Кабилов В.А., Осипов А.В., Черная М.М., Латыпов Р.А.

73. Патент № 2653704 Российская Федерация. Система электропитания космического аппарата : заявл. 04.08.16 : опубл. 14.05.18 / Шиняков Ю.А., Школьный В.Н., Осипов А.В., Черная М.М., Сунцов С.Б., Лопатин А.А., Латыпов Р.А.

74. Патент № 2683272 Российская Федерация. Вольтодобавочное зарядно-разрядное устройство аккумуляторной батареи : заявл. 19.03.18 : опубл. 27.03.19 / Шиняков Ю.А., Осипов А.В., Школьный В.Н., Лопатин А.А., Черная М.М.

75. Полезная модель № 198408 Российская Федерация. Гайковерт с индукционным нагревателем : заявл. 19.02.20 : опубл. 06.07.20. / Осипов А.В., Запольский С.А.