

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«БРЯНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

Бутарев Игорь Юрьевич

**МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЧИСЛЕННЫЙ МЕТОД
ИССЛЕДОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКИ
ТРЕХФАЗНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С
КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ**

Специальность 05.13.18 – Математическое моделирование,
численные методы и комплексы программ

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
Доктор технических наук, профессор
Потапов Л.А.

Брянск 2018

СОДЕРЖАНИЕ

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
ГЛАВА 1. ОБЗОР ПРОБЛЕМ, ТЕНДЕНЦИЙ И РЕШЕНИЙ В СОВРЕМЕННОЙ ТРЕХФАЗНОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ...	13
1.1. Тенденции развития современной преобразовательной техники.....	15
1.2. Классификация современных решений в трехфазной преобразовательной технике.....	19
1.3. Принципы синтеза систем управления современных трехфазных преобразователей	22
1.4. Основные факторы при выборе схемы трехфазного преобразователя с корректором коэффициента мощности.....	25
1.5. Актуальные проблемы в трехфазной преобразовательной технике.....	26
1.6. Выводы	31
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ТРЕХФАЗНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ И ЧИСЛЕННОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МОМЕНТОВ КОММУТАЦИЙ В ТРЕХФАЗНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ	33
2.1. Разработка математической модели трёхфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности на основе повышающего преобразователя	34
2.2. Режимы работы и участки непрерывности трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности	38
2.3. Расчет параметров схем замещения трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности с П-регулятором в цепи ОС по напряжению	42

2.4. Поведенческая модель трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности.....	49
2.5. Математические модели трехфазных однонаправленных понижающе-повышающих составных преобразователей.....	54
2.6. Разработка численного метода определения моментов коммутации в трехфазных импульсных преобразователях.....	60
2.7. Выводы.....	68
ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКИ ТРЕХФАЗНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ	69
3.1. Формулирование требований к программному комплексу	71
3.2. Структура и интерфейс программного комплекса	72
3.3. Верификация получаемых результатов моделирования трехфазных импульсных преобразователей в «PhaseCor» и «Matlab»	78
3.4. Выводы	81
ГЛАВА 4. АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ТРЕХФАЗНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАЗРАБОТАННЫХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ.....	82
4.1. Бифуркационный анализ трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности на основе мостового инвертора	82
4.2. Бифуркационный анализ трехфазных однонаправленных понижающе-повышающих составных преобразователей.....	93
4.3. Структурный подход к управлению нелинейной динамикой трехфазных импульсных преобразователей	109
4.4. Выводы	122
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	123

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	125
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	139
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Программа моделирования динамики трехфазных корректоров коэффициента мощности	140
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Программа расчета систем уравнений с помощью многомерного метода Мюллера	151
ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Охранные документы.....	154
ПРИЛОЖЕНИЕ 4. Акты о внедрении результатов работы.....	156
ПРИЛОЖЕНИЕ 5. Виды матриц на конкретном участке коммутации в трехфазном импульсном преобразователе с коррекцией коэффициента мощности.....	158

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

3Ф-ИПКМ – трехфазный импульсный преобразователь с коррекцией мощности

АЦП – аналого-цифровой преобразователь

ИБП – источник бесперебойного питания

ИССН – интегральная схема специального назначения

ККМ – корректор коэффициента мощности

КНИ – коэффициент нелинейных искажений

КПД – коэффициент полезного действия

П – пропорциональный регулятор

ПИ – пропорционально-интегрирующий регулятор

ПИД – пропорционально-интегрирующе-дифференцирующий регулятор

САУ – система автоматического управления

ЦПОС – цифровой процессор обработки сигналов

ШИМ – широтно-импульсная модуляция

AC/DC – преобразование переменного тока в постоянный

ARM – микропроцессорная архитектура

DC/DC – преобразование постоянного тока в переменный

GTO – запираемый тиристор

IGBT – транзистор с изолированным затвором

MOSFET – полевой транзистор

RMS-to-DC – преобразователь среднеквадратичного значения в напряжение постоянного тока

SEPIC – преобразователь на несимметричной первичной обмотке

ВВЕДЕНИЕ

Проблемы энергосбережения и рационального использования энергии имеют высокую актуальность в настоящее время. Широкое применение импульсных преобразователей с полупроводниковыми ключами в устройствах, потребляющих электрическую энергию, является одной из лучших мер решения проблемы, так как такие преобразователи обладают следующими преимуществами: высокий коэффициент мощности, сниженный вес и стоимость, широкие возможности по регулированию и стабилизации уровня выходного напряжения.

Наряду с этим рост внедрения силовых электронных преобразователей породил проблему их негативного влияния на качество электроэнергии. Причиной этому является нелинейный и импульсный характер процессов преобразования электроэнергии посредством ключевых элементов, дискретно управляющих потоками электрической энергии.

Развитие нанoeлектроники и использование новых материалов в полупроводниковых приборах позволяет применять трехфазные импульсные преобразователи с коррекцией коэффициента мощности (3Ф-ИПКМ) во все более мощных и высокочастотных приборах.

Однако совершенствованию 3Ф-ИПКМ препятствует то, что они являются сугубо нелинейными системами вследствие чего недостаточно изучена динамика их поведения, не разработаны адекватные поведенческие модели и методики расчета и подбора компонентов, учитывающие влияние нелинейной динамики при синтезе 3Ф-ИПКМ.

Изучению нелинейной динамики и бифуркационных явлений посвящены работы Андриянова А.И., Анищенко В.С., Баушева В.С., Белова Г.А., Бородина К.В., Джауруса Д., Жусубалиева Ж.Т., Кобзева А.В., Колмогорова А.Н., Колоколова Ю.В., Крюкова Б.И., Кузнецова С.П., Ланда П.С., Лихтенбега А., Магницкого Н.А., Малаханова А.А., Михальченко Г.Я.,

Михальченко С.Г., Ораби М., Рен Х., Тсе Ч.К., Фейгенбаума М., Фейгина М.Ю., Ченга В. и др.

Ни один из современных программных комплексов в области синтеза силовой электроники не учитывает влияние нелинейной динамики импульсно-модуляционных систем в процессе проектирования преобразователя. Зачастую программное обеспечение, имеющее возможности расчета нелинейных систем сложно в использовании, не применимо к прикладной задаче в построении преобразователей и требует специфических знаний и компетенций в области математики.

Поскольку, возникающие в импульсных преобразователях нелинейные процессы при экспериментальных исследованиях, приводят к необратимым результатам (часто - выходу из строя силовых компонентов преобразователей) экспериментальные работы встречают ряд весьма серьезных препятствий, а создание преобразователей и проведение экспериментов над ними требует значительных временных и денежных затрат, в задачах разработки и оптимизации параметров преобразователей широко используется математическое моделирование. Оно позволяет анализировать зависимость основных энергетических параметров в задачах синтеза 3Ф-ИПКМ, проводить исследование проектных режимов, учесть факторы, влияющие на развитие нелинейных процессов, предусмотреть их контроль и ограничить режимы работы с тем чтобы исключить их возникновение, или обеспечить надлежащее управление. Для этого требуется разработка новых математических методов моделирования, учитывающих влияние нелинейных явлений, возникающих в 3Ф-ИПКМ.

Объектом исследования в диссертации являются нелинейные динамические процессы в трехфазных импульсных преобразователях с коррекцией коэффициента мощности.

Предметом исследования являются математические модели, численные методы и алгоритмы, применяемые для исследования нелинейных

динамических процессов, протекающих в трехфазных импульсных преобразователях с коррекцией коэффициента мощности.

Целью диссертационной работы повышение эффективности трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности на основе учета протекающих в них нелинейных динамических процессов.

Задачи исследования.

Задачи, поставленные в диссертационной работе для достижения указанных целей:

1. Математическое моделирование современных трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности.
2. Разработка эффективного численного метода определения моментов коммутации в трехфазных импульсных преобразователях с коррекцией коэффициента мощности.
3. Разработка программного комплекса на основе предложенной методики для расчета режимов и автоматизации разработки трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности с учетом влияния нелинейной динамики и его практическое применение для проведения исследований и решения задач расширения областей «проектных» режимов при модельно-ориентированном проектировании трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности.
4. Определение границ областей нелинейных динамических режимов, наблюдающихся в трехфазных импульсных преобразователях с коррекцией коэффициента мощности
5. Разработка способов, позволяющих исключить влияние нелинейных процессов и расширить область работы современных трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности.

Научная новизна.

В диссертации содержится решение актуальной научной задачи разработки методов, моделей и программ для исследования нелинейных

динамических процессов в трехфазных импульсных преобразователях с коррекцией коэффициента мощности. Научная новизна сформулирована в приведенных ниже положениях.

1. Предложены математические модели трехфазных импульсных преобразователей, базирующиеся на системах дифференциальных уравнений, описывающих нелинейные процессы в указанных объектах и отличающиеся от прототипов учетом нелинейности характеристик.

2. Предложен численный метод определения моментов коммутации трехфазных преобразователей, базирующийся на решении дифференциальных уравнений состояния преобразователя, который описывает нелинейные процессы в трехфазных преобразователях и отличается заменой интерполяционного уравнения многочленом Лагранжа второго порядка, что позволяет сократить время расчета режимов на тактовом интервале работы трехфазного преобразователя без ущерба в точности полученных результатов.

3. Разработан программный комплекс для исследования нелинейных динамических процессов в трехфазных импульсных преобразователях с коррекцией коэффициента мощности, сформированный на основе требований к структуре интерфейса, базирующийся на разработанных математических моделях и отличающийся возможностью выбора типа преобразователя и анализа характеристик процессов нелинейной динамики рассматриваемых объектов.

Практическая значимость работы заключается в том, что разработанные теоретические положения позволили:

1. Решить задачи нелинейной динамики, разработать методы численного моделирования и модельно-ориентированного проектирования для трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности.

2. На основе проведенных исследований разработать и изготовить промышленные преобразователи частоты с корректорами коэффициента

мощности и силовые модули для преобразователей специального назначения на предприятиях ООО “Фрекон”, г. Томск и ЗАО «Группа Кремний ЭЛ», г. Брянск.

3. Использовать результаты исследования для разработки методов структурно-параметрической идентификации и автопостроения поведенческих и мультифизических моделей интегральных схем и созданию на их базе программно-аппаратного измерительного комплекса при выполнении НИР по заданию Министерства образования и науки № 8.1729.2017/ПЧ.

Методология и методы исследования.

Методология основана на анализе логической структуры методов и синтезе теоретических положений настоящей работы, верификации полученных результатов и предположений

Полученные результаты, положения и сделанные выводы получены автором с использованием аппаратов: теории имитационного моделирования, теории дифференциальных уравнений, теории автоматического управления и поведенческого исследования нелинейных динамических систем.

Достоверность результатов, полученных в диссертации, обеспечивается использованием методов математического моделирования динамических процессов в созданном программном комплексе “PhaseCor” и сравнительном анализе полученных результатов с имитационными моделями из компонентов библиотеки SimPowerSystems в программном комплексе Simulink.

Положения, выносимые на защиту.

1. Математические модели трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности, описывающие нелинейные процессы в указанных объектах.

2. Численный метод определения моментов коммутации, базирующийся на решении дифференциальных уравнений описания нелинейных процессов в трехфазных импульсных преобразователях с коррекцией коэффициента мощности.

3. Программный комплекс для исследования нелинейных динамических процессов в трехфазных импульсных преобразователях с коррекцией коэффициента мощности.

Соответствие паспорту специальности.

Содержание диссертационной работы соответствует паспорту специальности 05.13.18 – «Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ» по следующим пунктам:

п.1 «Разработка новых математических методов моделирования объектов и явлений»;

п.2. «Развитие качественных и приближенных аналитических методов исследования математических моделей»;

п.4 «Реализация эффективных численных методов и алгоритмов в виде комплексов проблемно-ориентированных программ для проведения вычислительного эксперимента».

Степень достоверности и апробация результатов.

Степень достоверности выводов и положений диссертационной работы определяется следующим:

- отсутствием противоречий с известными современными научными положениями;
- сопоставлением полученных результатов с результатами аналитических расчетов и результатами моделирования, опубликованными в научной литературе;
- корректным применением математического аппарата.

Апробация работы.

Диссертационная работа обсуждалась на расширенном заседании кафедры «Электронные, радиоэлектронные и электротехнические системы» в 2018 году. Основные результаты диссертационной работы и ее отдельные разделы были представлены и обсуждены на Международной научно-практической конференции «Актуальные задачи математического моделирования и информационных технологий» (2014 г., Сочинский

государственный университет г. Сочи), международной научно-практической конференции «Наукоёмкие технологии и инновации (XXI научные чтения)» (2014 г., БГТУ Шухова, Белгород), XI и XII Всероссийской научно-технической конференции «Динамика Нелинейных Дискретных Электротехнических и Электронных Систем» (2015, 2017 г, ЧГУ им. Ульянова г. Чебоксары), I Международной научно-практической конференции «САПР и моделирование в современной электронике» (2017 г., БГТУ г. Брянск).

Публикации.

По материалам диссертации опубликовано 18 печатных работ, в том числе три статьи в журналах, входящих в перечень ВАК РФ; получено два свидетельства о государственной регистрации программы.

Реализация и внедрение результатов работы.

1. Результаты работы внедрены в ООО “Фрекон”, г. Томск, осуществляющей разработку и изготовление промышленных преобразователей частоты с корректорами коэффициента мощности (Акт внедрения от 19 октября 2018 г.).

2. Результаты работы внедрены в ЗАО «Группа Кремний ЭЛ», г. Брянск для использования при разработке силовых модулей для преобразователей специального назначения (Акт внедрения № Т-582/ГК от 7 декабря 2018 г.).

3. Разработанные модели используются в учебном процессе в Брянском государственном техническом университете при подготовке студентов следующих направлений подготовки: 11.03.04 «Электроника и наноэлектроника» (профиль – Промышленная электроника), в курсах «Теория нелинейных импульсных систем» и «Импульсно-модуляционные системы».

4. В отчете о НИР по заданию Министерства образования и науки № 8.1729.2017/ПЧ «Разработка методов структурно-параметрической идентификации и автопостроения поведенческих и мультифизических моделей интегральных схем и разработка на их базе программно-аппаратного измерительного комплекса».

ГЛАВА 1. ОБЗОР ПРОБЛЕМ, ТЕНДЕНЦИЙ И РЕШЕНИЙ В СОВРЕМЕННОЙ ТРЕХФАЗНОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ

В современном мире импульсные преобразовательные системы достаточно часто используются и приходят на замену устаревшим техническим решениям в области преобразования электрической энергии. Рынок импульсных систем очень широк и включает в себя решения для бытовой техники, мобильных телефонов и персональных компьютеров, промышленного и военного оборудования, устройств для передачи электроэнергии в крупных энергосистемах. Высокие требования к качеству электроэнергии, регламентируемые национальными стандартами большинства стран и тенденции по рациональному использованию ресурсов и энергии, а также рост цен на энергоносители, являются одними из ключевых предпосылок к улучшению качества, повышению коэффициента полезного действия и применению новых технических решений в области преобразовательной техники.

Одна из основных проблем, приводящих к потерям, снижению КПД при передаче электроэнергии от источника к нагрузке – это присутствие реактивной составляющей в нагрузке. Соответственно, потребление тока и напряжения такой нагрузки отличаются по фазе и вводят понятие коэффициента мощности, равного косинусу угла разницы по фазе между сигналом напряжения и тока нагрузки.

Если ток опережает или отстаёт по фазе на некоторый угол от напряжения, то на внутреннем активном сопротивлении источника выделяется повышенная мощность. На практике это означает, что при работе на нагрузку со сдвинутыми напряжением и током возрастают потери в источнике и электрической сети.

Как известно, энергетические сети, питающие потребителей, являются трехфазными. Потребителей условно можно разделить на две большие группы, отличающиеся по характеру нагрузки. К первой группе можно отнести промышленные предприятия и прочих потребителей, нуждающихся в трехфазном электропитании. Для этой группы характерна симметричная трехфазная нагрузка. Вторую большую группу составляют офисы, малые предприятия, магазины, жилые и муниципальные здания. Для этих потребителей характерна однофазная нелинейная нагрузка. При этом распределение фаз внутри здания ведется для примерной равномерности нагрузки электросети. Однако различные потребители (бытовые приборы, компьютеры, освещение помещений) работают определенное, удобное и требуемое абоненту электрической сети время. Соответственно симметрия токов фаз в данном случае не наблюдается. В результате несимметричности нагрузки результирующий ток в нейтральном проводе четырехпроводных линий трехфазных сетей может привести к перегреву и воспламенению провода.

Потребители в данных сетях также могут генерировать высшие гармоники. Известно, что гармоники с кратностью три по отношению к основной, приводят к падениям напряжения в нейтральном проводе и в фазных проводниках, вызывая искажения формы напряжения на других нагрузках, подключенных к этой сети.

Трехфазные импульсные преобразователи с коррекцией коэффициента мощности призваны скомпенсировать негативное влияние таких нагрузок на питающую сеть. Топологий для реализации силовой части трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности достаточно много.

1.1. Тенденции развития современной преобразовательной техники

Трехфазные преобразователи переменного тока в постоянный ток широко используются в приводах с регулируемой скоростью, ИБП и в системах с нетрадиционными источниками энергии, таких как солнечные фотоэлектрические системы, системы запаса электрической энергии с помощью аккумуляторных батарей, в технологических процессах, таких как пайка, сварка, зарядка аккумуляторов для электрических транспортных средств, и в качестве источников питания для телекоммуникационных систем [30,31,68,71-73,78,79,83,85-87,87,90,91,96,103,106]. Традиционно в AC/DC преобразователях, которые чаще называют выпрямителями, используются диоды и тиристоры. Комбинации компонентов преобразователя могут реализовать на выходе управляемый или неуправляемый, однонаправленный или двунаправленный постоянный ток. К минусам таких преобразователей можно отнести низкое качество передачи энергии, побочные гармоники тока, искажение выходного напряжения, влияние на входные сети переменного тока и пульсирующий выходной ток нагрузки, низкий КПД и большие габариты фильтрующих элементов. Из-за роста высокотехнологичных отраслей промышленности, тенденции применения “умных” и энергоэффективных технологий, увеличения числа электромобилей и более жестких требований к качеству преобразованной электрической энергии, свое развитие получила новая ветвь выпрямителей, разработанных с использованием новых твердотельных коммутирующих устройств, таких как MOSFET-транзисторы, IGBT-транзисторы, GTO-тиристоры и другие. Такие преобразователи, как правило, классифицируются как импульсные ключевые выпрямители, ККМ, ШИМ-выпрямители, многоуровневые выпрямители, многоимпульсные выпрямители и т. д. Из-за строгих требований к качеству электроэнергии на входе сети переменного тока, были разработаны международные стандарты [30,31,78,86,87] и применены для потребителей. Из-за сложности решения

некоторых проблем преобразования и передачи энергии в преобразователях применяют целый ряд различных фильтрующих устройств, таких как пассивные фильтры, активные фильтры, и гибридные фильтры [68,72,79,83,103], особенно в современных решениях и установках. Тем не менее, эти фильтры довольно дорогостоящие, громоздкие и имеют существенные потери, которые уменьшают общую эффективность работы всей энергосистемы. При таких обстоятельствах лучшим вариантом является использование новых типов преобразователей в качестве неотъемлемой части системы преобразования переменного в постоянный ток, что обеспечивает уменьшение размеров, высокую эффективность и хорошо контролируемое и регулируемое выходное постоянное напряжение для обеспечения комфортной и гибкой работы системы. Более того, эти новые типы AC/DC преобразователей часто рассматриваются в новых учебниках и публикациях [71,79,85,96,106].

В некоторых приложениях, таких как источники бесперебойного питания, приводы с регулируемой скоростью в вентиляторах, кондиционерах и прочем, нужно регулируемое постоянное выходное напряжение с однонаправленным преобразованием энергии, в то время как в других приложениях требуется двунаправленное преобразование энергии. Соответственно эти преобразователи подразделяются на однонаправленные преобразователи [97,101,108] и двунаправленные преобразователи [99,105,116].

Кроме того, существует ряд приложений, которые требуют регулируемое в широких пределах выходное напряжение или использование ГТО-тиристоров в преобразователях с однонаправленным или двунаправленным преобразованием энергии. Для замены обычных тиристорных преобразователей и улучшения качества передаваемой энергии преобразователями применяются понижающие однонаправленные и понижающие двунаправленные преобразователи с ШИМ.

Кроме того, есть некоторые специфические области применения, которые требуют понижения и повышения выходного напряжения в одном преобразователе, поэтому были разработаны понижающе–повышающие преобразователи с однонаправленным [92,93,94] и двунаправленным преобразованием энергии [77,104,109].

При необходимости использования преобразователей в установках высокого напряжения и высокой мощности используют многоуровневые преобразователи, которые позволяют избавиться от громоздкого низкочастотного трансформатора и уменьшает частоту коммутации устройства [70,74,75,95,120,121]. Таким образом, в следующую категорию преобразователей можно отнести многоуровневые преобразователи с однонаправленным [70,94,95] и двунаправленным преобразованием энергии [75,120,121].

В высокомоощных установках используются мультипульсные [76,84,88,100,107,117] преобразователи переменного тока в постоянный, а именно 12, 18, 24, 30, 36 и 48-пульсные преобразователи. Их применение позволяет снизить побочные гармоники в сети переменного тока. Они используют диодный, тиристорный мост или специальное расположение магнитных сердечников в трансформаторах и катушках индуктивности. То есть можно выделить категорию многоимпульсных преобразователей с однонаправленным [84,88,107] и двунаправленным преобразованием энергии [76,100,117].

Одной из важнейших причин столь масштабного развития преобразователей переменного тока в постоянный является развитие полупроводниковых ключей. При низкой номинальной мощности используются MOSFET-транзисторы с непревзойденной производительностью из-за их высокой скорости переключения с малыми потерями. При средней номинальной мощности идеальными в применении считаются IGBT-транзисторы для преобразователей с ШИМ. При более высокой номинальной мощности обычно используются GTO-тиристоры с

самокоммутацией и возможностью блокировки обратного напряжения на частоте коммутации в несколько килогерц. Многие производители развивают так называемые интеллектуальные модули питания и системы на кристалле с несколькими устройствами в одном корпусе, чтобы снизить экономические затраты и получить компактный преобразователь.

Еще одним прорывом в преобразовательной технике стало появление высокоскоростных датчиков напряжения и тока, а также изолирующих усилителей. Эти устройства обычно требуются для обратной связи в системах управления такими преобразователями. Их применение привело к росту быстродействия преобразователей. Многие производители, такие как ABB, LEM, HEME, Analog Devices, Allegro MicroSystems и другие предлагают такие датчики по достаточно низким ценам, что способствует их внедрению в системы управления преобразователей.

Значительный прорыв в преобразователях также был обусловлен революцией в микроэлектронике. Некоторые производители разработали специализированные микросхемы для экономичного и компактного управления этими преобразователями. Более того, появление высокоскоростных микроконтроллеров и ЦПОС на базе ядра ARM (STM Electronics, АО “ПКК Миландр”) по низкой цене оказало значительное влияние на системы управления преобразователями. Многие процессоры были разработаны специально для реализации на них ШИМ, а также оснащены встроенными библиотеками программных алгоритмов, такими как пространственно-векторное управление [75]. Такие решения кардинально снижают число устройств, требуемых в схеме работы преобразователя и соответственно снижают его габариты и вес. С такими процессорами легко внедрить новые или усовершенствованные алгоритмы управления для обеспечения высокой производительности преобразователей. В контроллерах могут быть реализованы ПИ-регуляторы, скользящий режим, нечеткая логика и нейронные сети. Кроме того, имеется множество инструментов для измерения производительности этих преобразователей, в числе которых

анализаторы мощности, измерители мощности, мониторы мощности и спектральные анализаторы от National Instruments, Agilent Technologies и других производителей высокотехнологичной измерительной продукции. Они могут рассчитать и показать разработчику преобразовательной системы гармонический спектр, коэффициент гармонических искажений, коэффициент мощности, пик-фактор, коэффициент смещения, полную, активную и реактивную мощность, израсходованную энергию, коэффициент пульсации, коэффициент заполнения, времена спада и нарастания.

1.2. Классификация современных решений в трехфазной преобразовательной технике

Современные преобразователи можно классифицировать на 10 категорий, среди которых понижающие, повышающие, понижающе-повышающие, мультиуровневые и мультипульсные с однонаправленным и двунаправленным потоком энергии. На рис.1.1 приведена классификация данных преобразователей. В рамках диссертации было принято решение остановиться на трехфазных однонаправленных повышающих и понижающе-повышающих преобразователях, так как они наиболее часто используются в современных решениях.

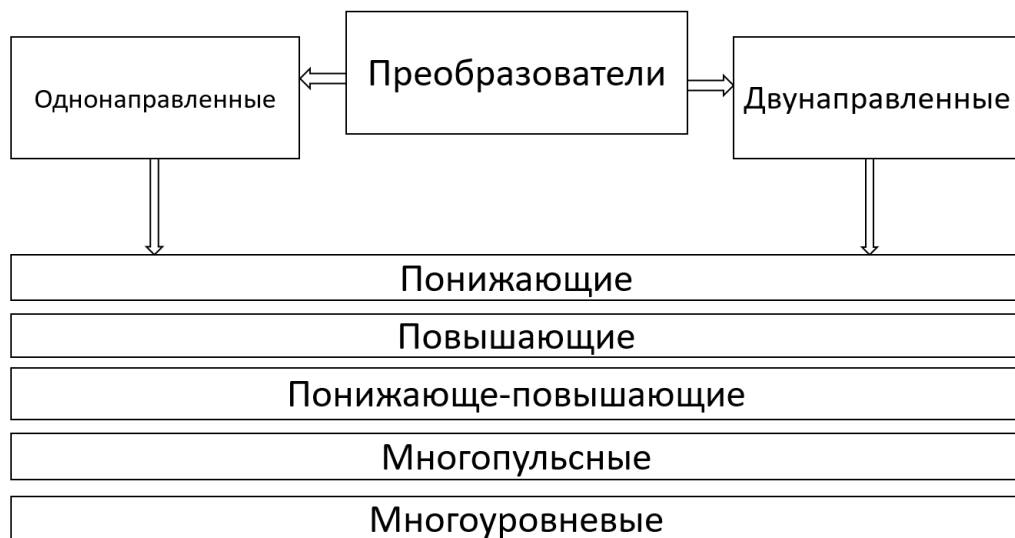


Рис. 1.1. Классификация преобразователей

Трехфазные повышающие однонаправленные преобразователи с коррекцией коэффициента мощности в настоящее время широко используется в качестве замены обычного диодного выпрямителя, чтобы обеспечить высокий коэффициент мощности, снижение коэффициента гармонических искажений в сети переменного тока и регулируемое стабилизированное выходное постоянное напряжение даже при существенных колебаниях входного напряжения переменного тока. Трехфазный повышающий преобразователь с коррекцией коэффициента мощности (рис. 1.2), выпрямитель Миннесота с зигзаг-трансформатором, выпрямитель Виена и изолированный трансформатор Скотта с двойным повышающим корректором коэффициента мощности являются наиболее распространенными преобразователями такой категории [72,102]. Однако существует большое количество схем этих преобразователей, в том числе комбинации однофазных корректоров коэффициента мощности и прочих модифицированных топологий. Они широко используются в источниках питания и частотном управлении двигателей.

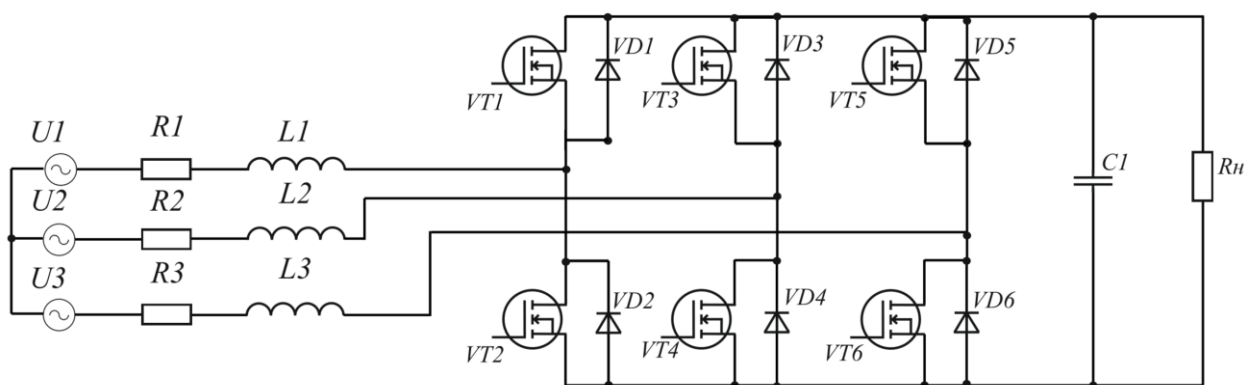


Рис.1.2. Трехфазный повышающий преобразователь с коррекцией коэффициента мощности

На рис. 1.3-1.5 показаны некоторые схемы понижающе-повышающих преобразователей. Они используются в достаточно широком спектре электротехнических решений. Такие преобразователи могут иметь как изолированный, так и неизолированный выход постоянного тока от входной

сети переменного тока. Понижающе-повышающие преобразователи могут состоять из комбинации повышающих и понижающих преобразователей. Также такая категория преобразователей может быть реализована как комбинация трехфазного диодного моста с фильтром и DC/DC преобразователя (например, SEPIC (рис.1.3), Zeta (рис.1.4), обратноходовый преобразователь Кука и т.д). [92-94]

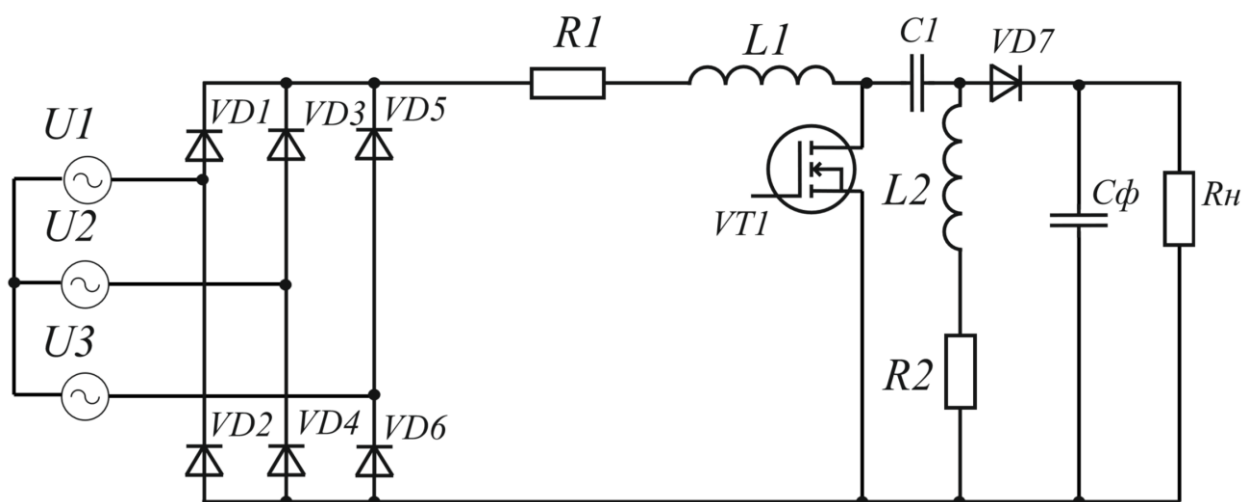


Рис.1.3. Понижающе-повышающий трехфазный преобразователь с SEPIC

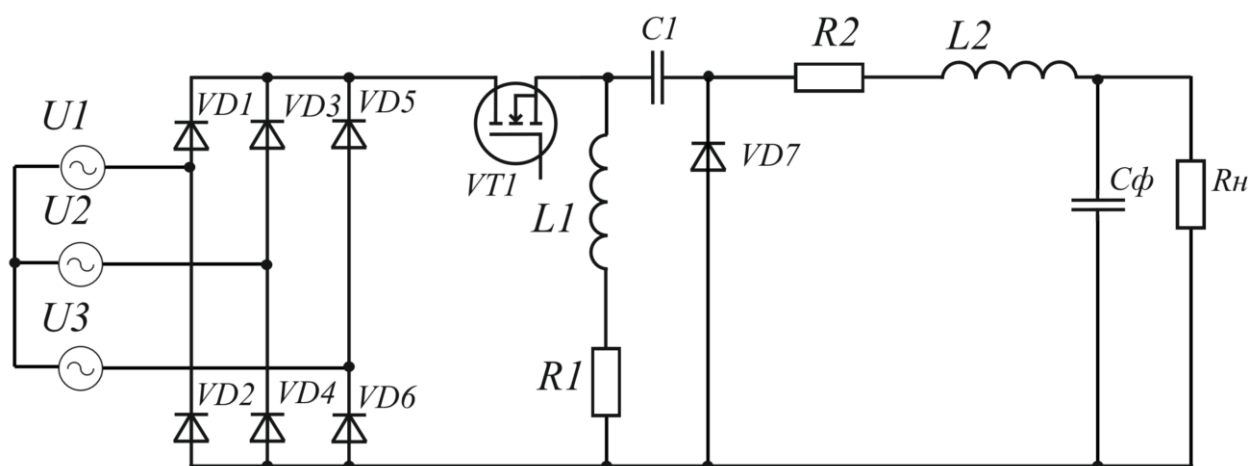


Рис.1.4. Понижающе-повышающий трехфазный преобразователь с Zeta

Для изолированного выхода постоянного тока с высокочастотным трансформатором, диодный выпрямитель может сочетаться с обратноходовым или изолированным преобразователем Кука (рис.1.5) и многими другими, такими как Zeta, SEPIC, мостовой преобразователь, полумостовой

преобразователь и другие. Заметна тенденция перехода от двухуровневого преобразования к одноуровневому с использованием одного ключа.

Применение новых конфигураций позволяет получить компактные, интегрированные, мощные и высокоэффективные источники питания для использования в ряде приложений, таких как телекоммуникации, блоки питания, зарядные устройства и т.д.

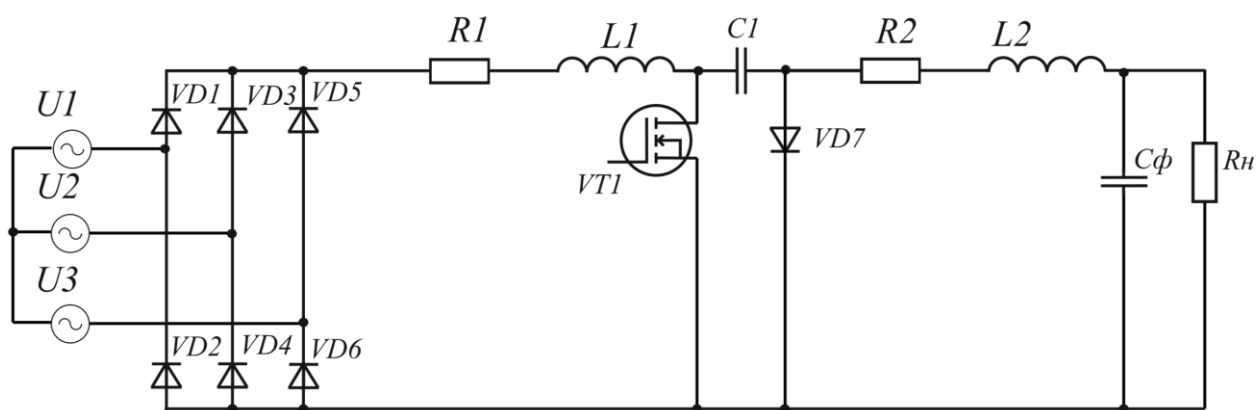


Рис.1.5. Понижающе-повышающий трехфазный преобразователь с преобразователем Кука

1.3. Принципы синтеза систем управления современных трехфазных преобразователей

Система управления современного преобразователя является ключевым звеном в получении высоких характеристик и возможности применения в самых современных решениях. Процесс управления условно можно поделить на три больших этапа.

На первом этапе алгоритма управления регулируемые переменные измеряются с помощью датчиков и масштабируются по уровню логических сигналов для подачи на устройство управления для использования в алгоритме управления в качестве обратной связи. Эти сигналы обычно включают в себя входные фазные или линейные токи, входные фазные или линейные напряжения, выходной ток, выходное напряжение, а в некоторых случаях дополнительные напряжения и токи (например, напряжения на конденсаторах

и токи в катушках индуктивности). Сигналы напряжения переменного тока измеряются с использованием трансформаторов напряжения. Датчики напряжения на основе эффекта Холла, устройства выборки-хранения, схемы RMS-to-DC, изолирующие усилители и недорогие оптопары используются для определения значения постоянного напряжения. Эти сигналы напряжения масштабируются и нормализуются по уровням для дальнейшей передачи их на управляющее устройство с помощью встроенных или внешних АЦП или в качестве синхронизирующих сигналов для обнаружения пересечения нулевого значения, которое используется в некоторых алгоритмах управления. Сигналы тока измеряются с использованием трансформаторов тока, датчиков тока на эффекте Холла, токовых шунтов или с помощью изолированной обмотки трансформатора. Сигналы тока также используются в качестве обратной связи на разных этапах управления либо в алгоритме управления, либо в этапе контроля. Так, в контроллерах трехфазных инверторов на основе повышающего преобразователя контроль тока нужен на обоих этапах управления. Сигналы управления иногда фильтруются либо через аналоговые активные фильтры, либо с помощью математических методов в программе микроконтроллера, чтобы избежать проблем с помехами в элементе управления. Измеренные сигналы напряжения и тока также иногда используются для мониторинга, измерения, защиты, записи и отображения различных показателей производительности, таких как коэффициент гармонических искажений, коэффициент смещения, коэффициент шума, коэффициент мощности, крутизна фронтов переключения, значения побочных гармоник, коэффициент пульсаций, затяжка фронтов и спадов, уровень скачков и всплесков, напряжения на компонентах и т. д.

С экономической точки зрения стоимость датчиков постепенно снижается из-за их массового производства и конкуренции между производителями микроэлектроники. Более того, внедрение систем на чипе и интеллектуальных устройств позволяет некоторое косвенное измерение этих

сигналов через дополнительные выводы обратной связи в интеллектуальных MOSFET и IGBT.

Второй этап управления связан с самим алгоритмом управления, ответственным за качественные и устойчивые характеристики трехфазных преобразователей. Алгоритм управления реализуется с помощью аналоговых схем и недорогих микроконтроллеров в преобразователях малой мощности. ЦПОС и ИССН используются для управления преобразователями с высокими номинальными значениями мощности в сложных системах в зависимости от требований заказчика. Обычно выходное напряжение постоянного тока преобразователей является основным сигналом, используемым для обратной связи по замкнутому контуру. В обратной связи применяются различные варианты регулирования: П-регулятор, ПИ-регулятор и ПИД-регулятор, управление в скользящем режиме, VSC, контроллеры нечеткой логики, адаптивные контроллеры, нейронные сети. Они позволяют получить быстродействующий динамический отклик, сохраняя устойчивость преобразователя во всем диапазоне его работы. Выходной сигнал регулятора напряжения обычно перемножается с амплитудным сигналом входного переменного тока или с током катушки индуктивности и делится на значение номинальной полной мощности для получения коэффициента мощности, а затем полученный коэффициент сравнивается с желаемым коэффициентом мощности, и система производит регулирование по обратной связи, пытаясь приблизиться к желаемому значению.

Третий этап управления трехфазным преобразователем связан выводом управляющих сигналов для работы твердотельных устройств преобразователей. Токи задания, которые непосредственно генерируют сигналы переключения силовых ключей, используются вместе с измеренными значениями от датчиков тока. Зачастую широтно-импульсная токовая модуляция или широтно-импульсная модуляция напряжения реализуется с использованием П-, ПИ-, ПИД-регуляторов и т.д. Для реализации стробирующих сигналов в ШИМ используются аппаратные (аналоговые и

цифровые интегральные схемы), либо программные средства в процессорах (цифровые сигнальные процессоры или микроконтроллеры, которые используются на втором этапе). Существуют специальные процессоры, которые разрабатываются только для приложений силовой электроники и имеют специализированные встроенные ШИМ-контроллеры и АЦП с датчиками для одновременного внедрения всех трех этапов управления.

1.4. Основные факторы при выборе схемы трехфазного преобразователя с корректором коэффициента мощности

Ниже перечислены рекомендованные факторы, обуславливающие выбор правильного преобразователя для конкретных приложений:

1. Требуемое значение мощности входного сигнала (активная мощность, реактивная мощность, значение коэффициента гармоник и коэффициента мощности).
2. Тип выходного напряжения (постоянное неизменяемое, постоянное регулируемое).
3. Преобразование энергии (однонаправленное или двунаправленное).
4. Количество рабочих квадрантов (1, 2 или 4).
5. Тип выходного постоянного тока (изолированный, неизолированный).
6. Требуемый уровень выходного постоянного напряжения (понижающий, повышающий или понижающе-повышающий тип преобразователя).
7. Требуемый уровень качества сигнала на выходе (коэффициент пульсаций напряжения, временные задержки и перерегулирования).
8. Тип нагрузки постоянного тока (линейный, нелинейный).
9. Стоимость, размер и вес.
10. Уровень электромагнитного, радиочастотного и звукового шумов.
11. Надежность.

12. Влияние окружающей среды (температура окружающей среды, высота над уровнем моря, уровень загрязнения воздуха, влажность, возможность применения охлаждения преобразователя).

13. Реализация защиты и техники безопасности при работе устройства.

1.5. Актуальные проблемы в трехфазной преобразовательной технике

Современные технологии и научные исследования развили схемы и улучшили характеристики высокоэффективных трехфазных преобразователей и обусловили их применение в мощных и сверхмощных преобразовательных системах, таких как источники бесперебойного электропитания, различные АС/DC/АС-преобразователи, конденсаторные блоки запаса энергии, электромобили и т.д.

Однако все еще имеется значительный потенциал в развитии преобразователей и большое количество нерешенных полностью задач, в частности связанных с явлениями нелинейной динамики, вызывающие выход из строя таких устройств и представляющие опасность для потребителя. Для снижения влияния или полного контроля над процессами, протекающими в 3Ф-ИПКМ, требуется применять достаточно сложный математический аппарат и тщательно изучить потенциально возможные нелинейные режимы, что затруднительно в повседневной инженерной практике.

Модификация и усовершенствование алгоритмов управления должны помочь в настройке правильной работы преобразователя. Тенденция к интеграции устройств в единый силовой модуль с датчиками и встроенным алгоритмом управления без должного исследования и адаптации алгоритма может привести к низкому качеству и недолговечности новых устройств, что скажется на рынке производителей электроники не в лучшую сторону и может замедлить тенденции технологического бума в этой отрасли, повысить цены на массовые устройства и в целом скажется на потребителе.

Управление с помощью обратной связи по выходному напряжению, входным фазным напряжениям и токам (рис.1.6) позволяет решать задачу стабилизации трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности, что обязательно при проектировании таких систем.

Стабилизированные трехфазные импульсные преобразователи с коррекцией коэффициента мощности относятся к типу замкнутых САУ. Замкнутые САУ с отрицательной обратной связью с точки зрения математики обладают нелинейностью [21]. Нелинейность при разработке замкнутых систем управления влечет за собой сложность в обеспечении устойчивости.

При разработке трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности используются усредненные структурные модели, что ведет за собой к линеаризации системы управления при расчете регуляторов [21]. В теории автоматического управления раздел линейных систем достаточно хорошо освещен, поэтому инженерный подход в расчете обратных связей систем управления импульсных преобразователей связан с линеаризацией применяемых регуляторов. Расчет импульсных систем управления с учетом их нелинейности практически не применяется в виду сложности используемого математического аппарата, основанного на методах пространства состояний, припасовывания и теории устойчивости Ляпунова, хотя такой подход помогает учесть возникающие в преобразователе сложные эффекты, которые при линеаризации математической модели системы зачастую исчезают. Использование математического аппарата нелинейной динамики в инженерной практике сложно и требует высокой квалификации в области математики.

Нелинейная динамика в проектировании трехфазных импульсных преобразователей напряжения начала применяться лишь в начале XXI века. Поэтому в этом разделе еще достаточно неисследованных явлений и он находится на передовой границе современных научных изысканий. Основной целью при исследовании нелинейной динамики трехфазных импульсных преобразователей напряжения является определение границ рабочего режима,

нахождение нелинейных эффектов, связанных с бифуркациями, предложения по их исключению в процессе работы преобразователя и расширение границ рабочего режима. В [20] дано определение рабочего режима. Рабочим режимом является такой режим, в котором частота переменной составляющей выходного напряжения равна частоте широтно-импульсной модуляции. В теории бифуркаций и нелинейной динамики режим, при котором частота воздействия и частота выходной системы совпадают, называется одноцикловым номинальным режимом. Применение нелинейной динамики в разработке трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности может существенно повлиять на технические характеристики проектируемого устройства, расширить его рабочий режим, повысить качество передачи энергии и долговечность.



Рис.1.6. Обобщенная система управления импульсным преобразователем с коррекцией коэффициента мощности

Одними из основополагающих работ в области нелинейной динамики импульсных преобразователей являются работы Баушева В.С. [18-20]. В них разработаны алгоритмы анализа локальной устойчивости периодических режимов импульсных преобразователей напряжения и алгоритмы расчета

неподвижных точек стробоскопического отображения, описывающего преобразователи напряжения.

Математические модели трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности являются кусочно-непрерывными, то есть на каждом участке непрерывности траектории движения переменных состояния описываются системой линейных дифференциальных уравнений, составленных по схеме замещения той или иной топологии с учетом коммутации силовых транзисторов и диодов. Переход от участка к участку происходит в момент пересечения траекторией многообразий переключения, описываемых в общем случае трансцендентными дифференциальными уравнениями. Импульсный преобразователь характеризуется определенным числом коммутаций на тактовом интервале, зависящих от числа силовых транзисторов и диодов в его схеме работы. Трехфазный импульсный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности имеет три коммутации на тактовом интервале, а в многофазных преобразователях постоянного напряжения количество коммутаций зависит от числа фаз источника питания. В преобразователях напряжения с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией количество коммутаций на периоде процесса зависит от кратности квантования. Увеличение количества коммутаций (количества многообразий переключения [38]) ведет к существенному усложнению применяемого в исследовании импульсных преобразователей математического аппарата.

Кусочно-непрерывные математические модели трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности можно назвать поведенческими моделями. Поведенческие модели описывают информационные процессы (динамику функционирования), в них фигурируют такие категории, как состояние системы, событие, переход из одного состояния в другое, условия перехода, последовательность событий.

Важнейший частный случай поведенческих моделей - имитационные, которые отображают процессы в системе при наличии внешних воздействий

на систему. Другими словами, имитационная модель - это алгоритмическая поведенческая модель [32].

Основными задачами, которые решаются при бифуркационном анализе нелинейной динамики трехфазных импульсных преобразователей напряжения с коррекцией коэффициента мощности, являются поиск и анализ локальной устойчивости неподвижных точек функции стробоскопического отображения.

В работах, посвященных исследованию нелинейной динамики импульсных преобразователей напряжения, авторы в основном проводят бифуркационный анализ простых импульсных преобразователей напряжения с двумя пересечениями многообразий переключения на периоде широтно-импульсной модуляции [1,22,23]. В работе [46] рассматривается трехфазный импульсный преобразователь напряжения, где на тактовом интервале наблюдается три пересечения многообразий переключения, но при этом положение одной из коммутаций не зависит от фазовых переменных в начале тактового интервала, и задача упрощается до системы с двумя точками коммутации на тактовом интервале.

Во всех проанализированных работах, посвященных исследованию нелинейной динамики импульсных преобразователей напряжения, в основном исследуются частные модели и выводится частный математический аппарат для исследования нелинейных эффектов в каждом типе импульсного преобразователя напряжения [22,35,46]. Можно заметить, что все предложенные математические модели и математический аппарат имеют общий подход. Соответственно, возможно обобщение частных моделей в некоторую общую, что приведет к отсутствию необходимости каждый раз разрабатывать новую математическую модель для каждого нового импульсного преобразователя. Появление обобщенных моделей позволит существенно снизить время разработки и трудоемкость при исследовании нелинейной динамики импульсных преобразователей.

В работах [43-45] не сформулированы требования к желаемому динамическому режиму импульсных преобразователей с коррекцией

коэффициента мощности. Для формулирования этих требований необходимо провести ряд исследований.

Приведенные в диссертации результаты исследований в дальнейшем можно использовать для разработки алгоритмов управления нелинейной динамикой трехфазных импульсных преобразователей напряжения с коррекцией коэффициента мощности. Использование параметрического синтеза при выборе оптимальных параметров импульсного преобразователя зачастую не приводит к требуемым в техническом задании динамическим параметрам, так как исключает в применяемых моделях нелинейные эффекты. Применение алгоритмов управления нелинейной динамикой позволит разрешить вопрос с выбором оптимальных параметров преобразователя для получения наилучших динамических показателей и наибольшей области рабочего одноциклового номинального режима.

1.6. Выводы

Современные трехфазные импульсные преобразователи с коррекцией коэффициента мощности используют передовые технологии и методы в области микроэлектроники, теории автоматического управления, математики и её специальных разделов.

Тенденция к интеграции устройств в единый силовой модуль с датчиками и встроенным алгоритмом управления без должного исследования и адаптации алгоритма может привести к низкому качеству и недолговечности новых устройств из-за возникновения нелинейных эффектов.

В реальных трехфазных импульсных преобразователях с коррекцией коэффициента мощности наблюдаются периодические, квазипериодические и хаотические колебания большой амплитуды, которые могут вывести преобразователь из строя.

Одними из наиболее используемых на практике трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности

являются повышающий преобразователь и повышающе-понижающие преобразователи по схемам SEPIC, Zeta и Кука.

Статей по анализу нелинейной динамики трехфазных повышающе-понижающих импульсных преобразователей (SEPIC, Zeta, преобразователь Кука) и повышающего преобразователя с коррекцией коэффициента мощности в данный момент нет, поэтому сформирована цель разработки поведенческих математических моделей для данных преобразователей и исследование нелинейной динамики на разработанных моделях с задачей их обобщения.

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ТРЕХФАЗНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ И ЧИСЛЕННОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МОМЕНТОВ КОММУТАЦИЙ В ТРЕХФАЗНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

В зависимости от рассматриваемых критериев модели можно классифицировать по-разному. Поведенческие модели электрических схем разрабатываются для решения различных задач: для функционального анализа предполагаемой архитектуры устройства, верификации и отладки разрабатываемого программного обеспечения (драйверов). На первом этапе при создании поведенческой модели нужно определить степень её детализации. Увеличение степени детализации приводит к увеличению времени расчетов поведенческой модели, а также к сложности отладки и внесению изменений в программный код модели, связанной с большим объемом модели. Уменьшение степени детализации приводит к снижению её точности, наложению ограничений в процессе проектирования интегральной микросхемы по выполнению её задач, локализации конкретных задач [67].

Для создания поведенческой модели нужно тщательно проработать математические зависимости между её выходами и входами и определить функции состояния и переключения. На примере схемы трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности на основе инвертора напряжения (рис. 1.2) создадим математическую поведенческую модель. На рис. 1.2 приняты следующие обозначения: R_1, R_2, R_3 – активное сопротивление дросселей соответствующих фаз; L_1, L_2, L_3 – индуктивность дросселей соответствующих фаз; C_1 – емкость конденсатора;

R_H – сопротивление нагрузки; U_1, U_2, U_3 – входное трехфазное напряжение; $VT1-VT6$ – силовые транзисторные ключи MOSFET; $VD1-VD6$ – антипараллельные диоды MOSFET ключей; U_z – напряжение задания; U_{out} – напряжение ошибки.

2.1. Разработка математической модели трёхфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности на основе повышающего преобразователя

При создании математической модели представленного трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности можно условно обозначить 7 возможных вариантов схем замещения, которые могут присутствовать на тактовом интервале работы. При этом на каждом тактовом интервале возможно до трех коммутаций, каждая из которых изменяет топологию схемы. Каждая из схем замещения описывается системой линейных дифференциальных уравнений, которая в матричной форме имеет вид

$$\frac{d\mathbf{X}(t)}{dt} = \mathbf{A}_i \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t), \quad (2.1)$$

где i – номер участка непрерывности на тактовом интервале; $\mathbf{A}_i$ – матрица постоянных коэффициентов на i -м участке непрерывности; $\mathbf{B}$ – матрица постоянных коэффициентов, постоянная для всех участков непрерывности; $\mathbf{u}(t)$ – вектор вынуждающих воздействий; $\mathbf{X}(t)$ – вектор переменных состояния.

Решение задачи Коши для системы линейных дифференциальных уравнений (2.1) трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности выглядит следующим образом:

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \mathbf{X}_{0i} + e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} \mathbf{u}(\tau) d\tau, \quad (2.2)$$

где t – текущий момент времени; t_0 – момент времени, соответствующий началу i -го участка непрерывности; $\mathbf{X}_{0i}$ – вектор начальных условий в момент перехода на i -й участок непрерывности.

Для трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности, произведение $\mathbf{Bu}(t)$ можно представить в виде вектора

$$\mathbf{Bu}(t) = \mathbf{B}^*(t), \quad (2.3)$$

где $\mathbf{B}^*(t)$ – вектор гармонических вынуждающих воздействий, образованный фазными напряжениями питающей трехфазной сети U_A, U_B, U_C .

Матрица $\mathbf{A}_i$ для трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности имеет размерность $n \times n$, где n – размерность системы линейных дифференциальных уравнений, величина которой будет зависеть от числа независимых переменных состояния (токи индуктивностей, напряжения на конденсаторах).

Исходя из схемы трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности, представленного на рис. 1.2., можно увидеть 4 элемента, содержащих переменные состояния. Ими являются 3 индуктивности (L_1, L_2 и L_3) и напряжение на выходном конденсаторе C_1 . Однако при рассмотрении схемы, руководствуясь первым правилом Кирхгофа и зная токи, проходящие через любые две индуктивности, можно найти ток через третью. Соответственно независимыми токами можно выбрать любые два. Для трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности система линейных дифференциальных уравнений может быть составлена относительно трех переменных ($n=3$). Тогда вектор переменных состояния $\mathbf{X}(t) = [i_{L1} \ i_{L2} \ u_C]^T$.

Размерность результирующего вектора $\mathbf{B}^*(t)$ определяется размерностью системы: $n \times 1$. Для трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности вектор $\mathbf{B}^*(t)$ имеет вид

$$\mathbf{B}^*(t) = \mathbf{B} \begin{bmatrix} E_m \sin(\omega t + \varphi_A) & E_m \sin(\omega t + \varphi_B) & E_m \sin(\omega t + \varphi_C) \end{bmatrix}^T, \quad (2.4)$$

где E_m – амплитуда напряжения питающей сети; ω – угловая частота напряжения питающей сети; $\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C$ – углы сдвига фазных напряжений питающей сети; B – матрица постоянных коэффициентов.

Рассмотрим решение задачи Коши (2.2). Для нахождения значений переменных состояния в любой момент времени нужно найти определенный интеграл. Приведем 2.2 к виду

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}(t-t_0)} \cdot \bar{\mathbf{X}}_0 + e^{\mathbf{A}(t-t_0)} \cdot \mathbf{\Omega}(\tau), \quad (2.5)$$

где $\mathbf{\Omega}(\tau)$ – некоторая векторная функция, содержащая определенный интеграл.

Под знаком интеграла находится произведение экспоненциальной и гармонической векторных функций (2.2 и 2.5), следовательно, для нахождения такого интеграла необходимо дважды применить формулу интегрирования по частям:

$$\begin{aligned} \int \mathbf{p} d\mathbf{q} &= \mathbf{p}\mathbf{q} - \int \mathbf{q} d\mathbf{p}, \\ \mathbf{p} &= e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B}, \\ d\mathbf{p} &= -\mathbf{A}_i e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B}, \\ d\mathbf{q} &= \mathbf{u}(\tau) d\tau, \\ \mathbf{q} &= \mathbf{w}^{-1} \mathbf{u}^*(\tau), \end{aligned} \quad (2.6)$$

где $\mathbf{u}^*(\tau)$ – вектор гармонических функций размерности 3×1 , который определяется как

$$\mathbf{u}^*(t) = \begin{bmatrix} E_m \cos(\omega t + \varphi_A) & E_m \cos(\omega t + \varphi_B) & E_m \cos(\omega t + \varphi_C) \end{bmatrix}^T. \quad (2.7)$$

Используя интегрирование по частям 2.6 для $\mathbf{\Omega}(\tau)$ получаем:

$$\begin{aligned} \mathbf{\Omega}(\tau) &= \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}(\tau-t_0)} \cdot \mathbf{B} \mathbf{u}(\tau) \cdot d\tau = e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} \mathbf{w}^{-1} \mathbf{u}^*(\tau) \Big|_{t_0}^t + \\ &+ \int_{t_0}^t \mathbf{w}^{-1} \mathbf{u}^*(\tau) \mathbf{A}_i e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} d\tau = e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} \mathbf{w}^{-1} \mathbf{u}^*(\tau) \Big|_{t_0}^t + \mathbf{A}_i \mathbf{w}^{-1} \mathbf{\Theta}(\tau) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Функция $\mathbf{\Theta}(\tau)$ из (2.8) имеет вид

$$\Theta(\tau) = \int_{t_0}^t \mathbf{u}^*(\tau) e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} d\tau. \quad (2.9)$$

Для математической функции $\Theta(\tau)$ – определенного интеграла так же применяем формулу интегрирования по частям. Используя интегрирование по частям 2.6 в 2.9 получаем:

$$\begin{aligned} \Theta(\tau) &= \int_{t_0}^t \mathbf{u}^*(\tau) e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} d\tau = -e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} \mathbf{w}^{-1} \mathbf{u}(\tau) \Big|_{t_0}^t - \\ &- \mathbf{w}^{-1} \mathbf{A}_i \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} \mathbf{u}(\tau) d\tau = -e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} \mathbf{w}^{-1} \mathbf{u}(\tau) \Big|_{t_0}^t - \mathbf{w}^{-1} \mathbf{A}_i \Omega(\tau) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Подставим результат (2.10) в (2.8) и выразим из полученного равенства $\Omega(\tau)$:

$$\Omega(\tau) = \frac{\mathbf{w}^{-2} \mathbf{B} \left[e^{-\mathbf{A}_i(t-t_0)} \mathbf{A}_i \mathbf{u}(t) - \mathbf{A}_i \mathbf{u}(t_0) - e^{-\mathbf{A}_i(t-t_0)} \mathbf{w} \mathbf{u}^*(t) + \mathbf{w} \mathbf{u}^*(t_0) \right]}{\mathbf{E} + \mathbf{w}^{-2} \mathbf{A}_i^2}, \quad (2.11)$$

где $\mathbf{E}$ – единичная матрица.

Вернемся к задаче Коши (2.5) и подставим $\Omega(\tau)$. Соответственно решение задачи Коши (2.2) на i -м участке непрерывности имеет вид:

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \cdot \bar{\mathbf{X}}_0 + \frac{\mathbf{w}^{-2} \mathbf{B} \left[\mathbf{A}_i \mathbf{u}(t) - e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \mathbf{A}_i \mathbf{u}(t_0) - \mathbf{w} \mathbf{u}^*(t) + e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \mathbf{w} \mathbf{u}^*(t_0) \right]}{\mathbf{E} + \mathbf{w}^{-2} \mathbf{A}_i^2}. \quad (2.12)$$

Для импульсных преобразователей характерна периодичность повторяющихся действий за короткий промежуток времени, поэтому при работе с кусочно-непрерывными моделями этих преобразователей вводят относительное время z , которое определяется как

$$z = \frac{t - (k-1)a}{a}, \quad (2.13)$$

где a – длительность тактового интервала.

Решение (2.12) с учетом (2.13) на i -м участке непрерывности k -го тактового интервала в относительном времени z имеет вид

$$\mathbf{X}(z) = \mathbf{P}(z) \cdot \bar{\mathbf{X}}_{0ki} + \frac{w^{-2} \mathbf{B} [\mathbf{A}_i \mathbf{u}(z) - \mathbf{P}(z) \mathbf{A}_i \mathbf{u}(z_{ki-1}) - w \mathbf{u}^*(z) + \mathbf{P}(z) w \mathbf{u}^*(z_{ki-1})]}{\mathbf{E} + w^{-2} \mathbf{A}_i^2}, \quad (2.14)$$

где $\mathbf{X}_{0ki}$ – вектор переменных состояния в начале i -го участка непрерывности, k -го тактового интервала, $\mathbf{P}(z) = e^{\mathbf{A}_i(z-z_{ki-1})}$, а векторы $\mathbf{u}(z)$ и $\mathbf{u}^*(z)$ определяются из выражений:

$$\mathbf{u}(z) = \begin{pmatrix} E_m \sin(\omega(z+k-1)a + \varphi_A) \\ E_m \sin(\omega(z+k-1)a + \varphi_B) \\ E_m \sin(\omega(z+k-1)a + \varphi_C) \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{u}(z) = \begin{pmatrix} E_m \cos(\omega(z+k-1)a + \varphi_A) \\ E_m \cos(\omega(z+k-1)a + \varphi_B) \\ E_m \cos(\omega(z+k-1)a + \varphi_C) \end{pmatrix}.$$

2.2. Режимы работы и участки непрерывности трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности

Рассмотрим топологию силовой части трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности на различных участках непрерывности.

В пределах одного тактового интервала относительное время z (2.13) изменяется от 0 до 1. При работе трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности в пределах тактового интервала возможно до трех коммутаций силовых ключей. На рис.2.1 рассмотрен тактовый интервал работы и приняты следующие обозначения: U_{yA}, U_{yB}, U_{yC} – сигнал управления соответствующей фазы; $U_{оп}$ – опорное напряжение; $U_{опm}$ – амплитуда опорного напряжения; z_{k0} – начало k -го тактового интервала: $z_{k0} = 0$; z_{k4} – окончание k -го тактового интервала: $z_{k4} = 1$. Для формирования импульсов управления ключами используется ШИМ первого рода (ШИМ-I) [35]. В ШИМ-I каждый момент коммутации определяется выборкой сигнала

управления соответствующей фазы в начале тактового интервала. Для примера на рис. 2.1 выбран случай, при котором первый момент коммутации z_{k1} определяется сигналом управления фазы A , второй момент коммутации z_{k2} определяется сигналом управления фазы C , а третий момент коммутации z_{k3} определяется сигналом управления фазы B (последовательность коммутаций ABC).

Для импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности на тактовом интервале можно выделить четыре участка непрерывности:

1. Участок 1: $z_{k0} < z < z_{k1}$. На данном участке ключи нижнего плеча всех стоек мостового преобразователя открыты. Комбинация открытых ключей в соответствии с обозначениями рис. 1.2 – 2, 4, 6.

2. Участок 2: $z_{k1} < z < z_{k2}$. На данном участке ключи нижнего плеча открыты в двух стойках мостового преобразователя. Комбинации открытых ключей в соответствии с обозначениями рис. 1.2 – 1, 4, 6 или 2, 3, 6 или 2, 4, 5.

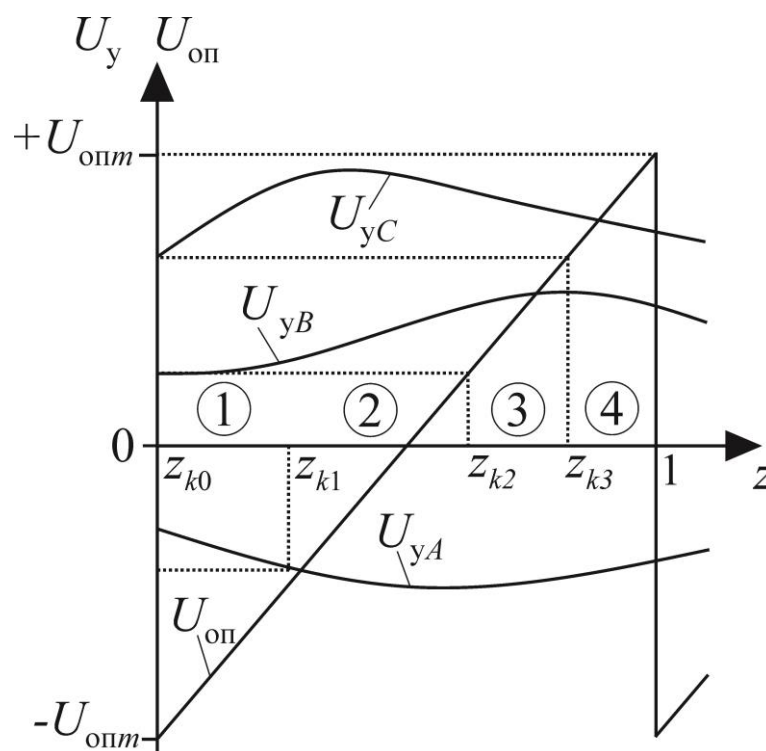


Рис. 2.1. Участки непрерывности на тактовом интервале работы трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности при использовании ШИМ-I

3. Участок 3: $z_{k2} < z < z_{k3}$. На данном участке ключи нижнего плеча открыты в одной стойке мостового преобразователя. Комбинации открытых ключей в соответствии с обозначениями рис. 1.2 – 1, 3, 6 или 2, 3, 5 или 1, 4, 5.

4. Участок 4: $z_{k3} < z < 1$. На данном участке ключи нижнего плеча всех стоек мостового преобразователя закрыты. Комбинация открытых ключей в соответствии с обозначениями рис. 1.2 – 1, 3, 5.

Схемы замещения силовой части трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности на каждом участке непрерывности представлены на рис. 2.2.

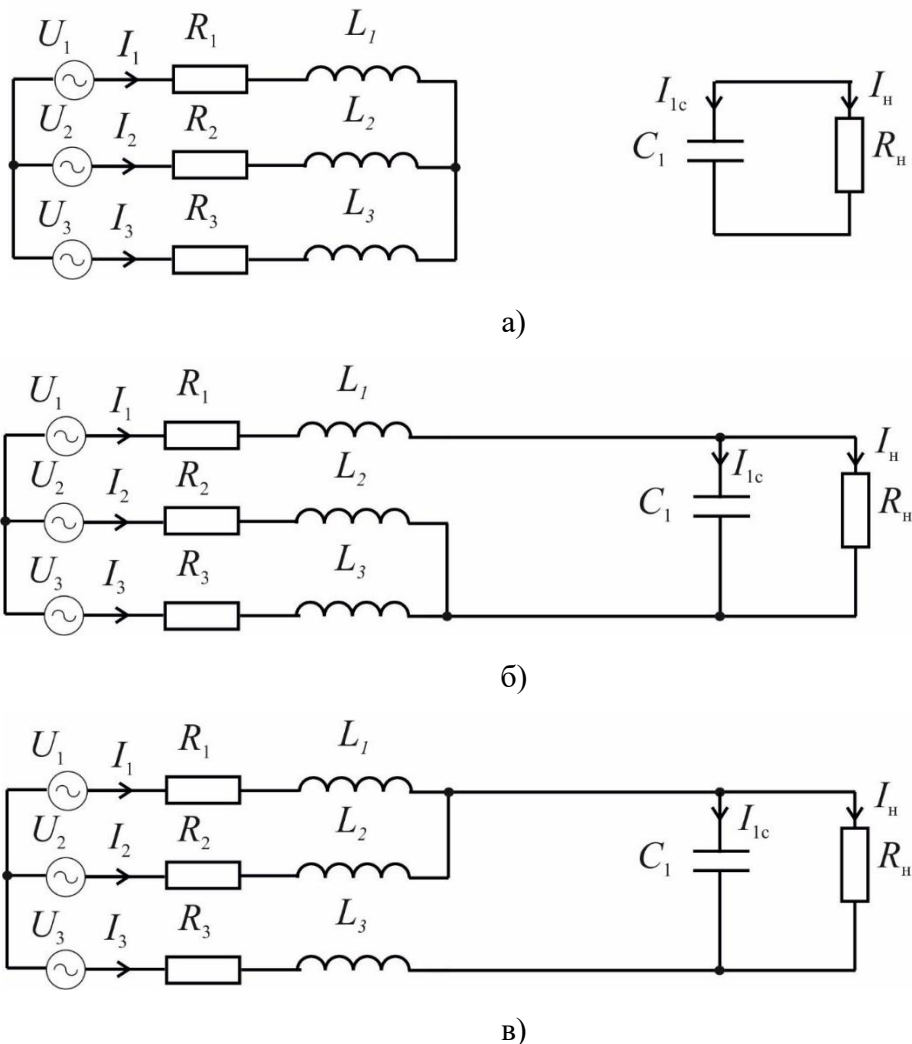


Рис. 2.2. Схемы замещения трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности при различных комбинациях открытых ключей: а) 1, 3, 5 или 2, 4, 6; б) 1, 4, 6 или 2, 3, 6 или 2, 4, 5; в) 1, 3, 6 или 2, 3, 5 или 1, 4, 5

Участкам 1 и 4 соответствует схема рис. 2.2, а. Участку 2 – схема рис. 2.2, б, участку 3 – схема рис. 2.2, в. На рисунке приняты следующие обозначения: U_j – напряжение j -й фазы ($j = 1, 2, 3$), L_j – индуктивность дросселя фильтра j -й фазы, R_j – активное сопротивление дросселя фильтра j -й фазы. Значения этих величин определяются в зависимости от комбинации открытых ключей в соответствии с табл. 2.1.

Всего можно выделить 7 возможных вариантов схем замещения участков непрерывности, которые могут присутствовать на тактовом интервале работы. Каждый тип участка непрерывности характеризуется определенной комбинацией открытых ключей и схемой замещения на рис. 2.2. При этом схема замещения может соответствовать нескольким типам участка непрерывности, но для каждого типа участка ее параметры индивидуальны.

Таблица 2.1. Параметры схем замещения трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности

№	Номера открытых ключей	U_1	U_2	U_3	R_1	R_2	R_3	L_1	L_2	L_3	Схема замещения
1	1, 3, 5 или 2, 4, 6	U_A	U_B	U_C	R_A	R_B	R_C	L_A	L_B	L_C	Рис. 2.2, а
2	1, 4, 6	U_A	U_B	U_C	R_A	R_B	R_C	L_A	L_B	L_C	Рис. 2.2, б
3	2, 3, 6	U_B	U_A	U_C	R_B	R_A	R_C	L_B	L_A	L_C	Рис. 2.2, б
4	2, 4, 5	U_C	U_A	U_B	R_C	R_A	R_B	L_C	L_A	L_B	Рис. 2.2, б
5	1, 3, 6	U_A	U_B	U_C	R_A	R_B	R_C	L_A	L_B	L_C	Рис. 2.2, в
6	2, 3, 5	U_B	U_C	U_A	R_B	R_C	R_A	L_B	L_C	L_A	Рис. 2.2, в
7	1, 4, 5	U_A	U_C	U_B	R_A	R_C	R_B	L_A	L_C	L_B	Рис. 2.2, в

Был произведен подробный расчет параметров для всех типов участков непрерывности на примере трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности с системой автоматического управления, построенной на базе П-регулятора в цепи обратной связи по напряжению.

2.3. Расчет параметров схем замещения трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности с П-регулятором в цепи ОС по напряжению

Рассмотрим схему замещения рис. 2.2, а, соответствующую типу участка непрерывности №1 (см. табл. 2.1). На рис. 2.2, а, приведена схема замещения с указанием обозначений и направлений протекания тока в каждой цепи. Значения параметров схемы замещения приведены в табл. 2.1. К такому типу относятся участки непрерывности с номерами 1 и 4 на тактовом интервале (рис. 2.2).

Тип участка непрерывности №1

При двух возможных комбинациях открытых ключей тип участка №1 в соответствии с табл. 2.1 описывается одинаковыми значениями параметров.

Система уравнений для этого участка может быть представлена с помощью законов Кирхгофа:

$$\begin{cases} -U_1 + R_1 I_1 + L_1 \frac{dI_1}{dt} + U_2 - R_2 I_2 - L_1 \frac{dI_1}{dt} = 0 \\ -U_2 + R_2 I_2 + L_2 \frac{dI_2}{dt} + U_3 - R_3 I_3 - L_3 \frac{dI_3}{dt} = 0 \\ I_1 + I_2 + I_3 = 0 \\ I_c = C \frac{dU_c}{dt} \end{cases}, \quad (2.15)$$

где U_c, I_c – напряжение и ток конденсатора. Приведем ее к форме Коши, поочередно находя зависимость производных переменных состояния от самих переменных. Рассматривая схему замещения на рис. 2.2 можем прийти к выводу, что $I_c = -I_H$ и $U_c = U_H$. Следовательно, исходя из закона Ома для участка цепи:

$$I_n = \frac{U_H}{R_H} = \frac{U_c}{R_H}. \quad (2.16)$$

Подставим (2.16) в 4-е уравнение (2.15):

$$\frac{U_c}{R_H} = -C \frac{dU_c}{dt}. \quad (2.17)$$

Приведем (2.17) к форме Коши:

$$\frac{dU_c}{dt} = -\left(\frac{1}{CR_n}\right)U_c. \quad (2.18)$$

Так как $U_L = L \frac{dI}{dt}$ и $X_L = Lw$ и по закону Ома для участка цепи:

$$I = \frac{U_L}{X_L} = \frac{L \frac{dI}{dt}}{Lw} = \frac{1}{w} \frac{dI}{dt}, \quad (2.19)$$

где w – угловая частота источника энергии.

Исходя из 3-го уравнения системы (2.15) и выражения (2.19):

$$\frac{1}{w} \frac{dI_1}{dt} + \frac{1}{w} \frac{dI_2}{dt} + \frac{1}{w} \frac{dI_3}{dt} = 0. \quad (2.20)$$

Уравнение (2.20) может быть упрощено умножением на угловую частоту w . Выразим при этом зависимость от dI_3 / dt

$$\frac{dI_3}{dt} = -\frac{dI_1}{dt} - \frac{dI_2}{dt}. \quad (2.21)$$

Подставим (2.21) во второе уравнение (2.15)

$$-U_2 + R_2 I_2 + L_2 \frac{dI_2}{dt} + U_3 - R_3 I_3 + L_3 \frac{dI_1}{dt} + L_3 \frac{dI_2}{dt} = 0. \quad (2.22)$$

Выразим из (2.22) зависимость от dI_2 / dt

$$\frac{dI_2}{dt} = \frac{1}{L_2 + L_3} U_2 - \frac{R_2}{L_2 + L_3} I_2 - \frac{1}{L_2 + L_3} U_3 + \frac{R_3}{L_2 + L_3} I_3 - \frac{L_3}{L_2 + L_3} \frac{dI_1}{dt}. \quad (2.23)$$

Подставим (2.23) в уравнение (2.15)

$$\begin{aligned} & -U_1 + R_1 I_1 + L_1 \frac{dI_1}{dt} + U_2 - R_2 I_2 - \\ & -L_2 \left(\frac{1}{L_2 + L_3} U_2 - \frac{R_2}{L_2 + L_3} I_2 - \frac{1}{L_2 + L_3} U_3 + \frac{R_3}{L_2 + L_3} I_3 - \frac{L_3}{L_2 + L_3} \frac{dI_1}{dt} \right) = 0. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Упростим (2.24):

$$\frac{L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3}{L_2 + L_3} \frac{dI_1}{dt} = U_1 - \frac{L_3}{L_2 + L_3} U_2 - \frac{L_2}{L_2 + L_3} U_3 - R_1 I_1 + \frac{L_3 R_2}{L_2 + L_3} I_2 + \frac{L_2 R_3}{L_2 + L_3} I_3. \quad (2.25)$$

Пусть $p = \frac{1}{L_1 L_1 + L_1 L_3 + L_2 L_3}$, тогда выразим dI_1 / dt

$$\frac{dI_1}{dt} = (L_2 + L_3)pU_1 - L_3 pU_2 - L_2 pU_3 - (L_2 + L_3)pR_1 I_1 + L_3 R_2 pI_2 + L_3 pR_2 I_2 + L_3 pR_3 I_3 \quad (2.26)$$

Подставим (2.25) в (2.22) и упростим. В результате:

$$\begin{aligned} \frac{dI_2}{dt} = & \frac{1}{L_2 + L_3} U_2 - \frac{R_2}{L_2 + L_3} I_2 - \frac{1}{L_2 + L_3} U_3 + \frac{R_3}{L_2 + L_3} I_2 - \\ & - \frac{L_2}{L_2 + L_3} ((L_2 + L_3)pU_1 - L_3 pU_2 - (L_2 + L_3)pR_1 I_1 + L_3 pR_2 I_2 + L_2 pR_3 I_3) \end{aligned} \quad (2.27)$$

Упростим (2.27):

$$\frac{dI_2}{dt} = -L_3 pU_1 + (L_2 + L_3)pU_2 + L_3 pR_2 I_2 + L_2 pR_3 I_3 \quad (2.28)$$

Получим систему (2.15) в форме Коши:

$$\begin{cases} \frac{dI_1}{dt} = (L_2 + L_3)pU_1 - L_3 pU_2 - L_2 pU_3 - (L_2 + L_3)pR_1 I_1 + L_3 R_2 pI_2 + L_2 R_3 pI_3 \\ \frac{dI_2}{dt} = -L_3 pU_1 + (L_2 + L_3)pU_2 - L_1 pU_3 + L_3 R_1 pI_1 - (L_1 + L_3)pR_2 I_2 + L_1 R_3 pI_3 \\ \frac{dU_c}{dt} = -(\frac{1}{CR_H})U_c \end{cases} \quad (2.29)$$

Так как по первому закону Кирхгофа $I_3 = -I_1 - I_2$, то в результате упрощения (2.29) получаем

$$\begin{cases} \frac{dI_1}{dt} = (L_2 + L_3)pU_1 - L_3 pU_2 - L_2 pU_3 - [(L_2 + L_3)R_1 + L_2 R_3]pI_1 + (L_3 R_2 - L_2 R_3)pI_2 \\ \frac{dI_2}{dt} = -L_3 pU_1 + (L_2 + L_3)pU_2 - L_1 pU_3 - (L_3 R_1 - L_1 R_3)pI_1 - [(L_1 + L_3)R_2 + L_1 R_3]pI_2 \\ \frac{dU_c}{dt} = -(\frac{1}{CR_H})U_c \end{cases} \quad (2.30)$$

Система уравнений (2.30) приведена к форме (2.1), следовательно, можно выделить $\mathbf{A}_I$ – матрицу постоянных коэффициентов для соответствующему рис. 2.2, а участку непрерывности трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности, $\mathbf{V}_I$ – вектор вынуждающих воздействий для соответствующей схемы замещения.

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} -[(L_2 + L_3)R_1 + L_2R_3]p & (L_3R_2 - L_2R_3)p & 0 \\ (L_3R_1 - L_1R_3)p & -[(L_1 + L_3)R_2 + L_1R_3]p & 0 \\ 0 & 0 & -(\frac{1}{CR_h}) \end{vmatrix}, \quad (2.31)$$

$$\mathbf{B} = \begin{vmatrix} (L_2 + L_3)pU_1 - L_3pU_2 - L_2pU_3 \\ -L_3pU_1 + (L_1 + L_3)pU_2 - L_1pU_3 \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (2.32)$$

Подставим в (2.31) и (2.32) параметры схемы замещения, соответствующие типу участка непрерывности №1 (см. табл. 2.1), можем получить матрицы для данного участка.

Типы участков непрерывности №2, №3 и №4

Рассмотрим схему замещения рис. 2.2, б, соответствующую типам участка непрерывности №2, №3 и №4 из табл. 2.1. Эти типы отражают все варианты топологии импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности на участке непрерывности с номером 2 на тактовом интервале (рис. 2.1). Значения параметров схемы замещения приведены в табл. 2.1.

В общем случае система уравнений (2.1) может быть первоначально расписана для данного участка непрерывности как

$$\begin{cases} -U_1 + R_1I_1 + L_1 \frac{dI_1}{dt} + U_c + U_2 - R_2I_2 - L_2 \frac{dI_2}{dt} = 0 \\ -U_2 + R_2I_2 + L_2 \frac{dI_2}{dt} + U_3 - R_3I_3 - L_3 \frac{dI_3}{dt} = 0 \\ I_1 = I_c + I_h \\ I_1 + I_2 + I_3 = 0 \end{cases}. \quad (2.33)$$

Аналогично первому участку непрерывности приведем систему к форме Коши, поочередно находя зависимость производных переменных состояния от самих переменных. Получим систему уравнений в форме Коши:

$$\begin{cases} \frac{dI_1}{dt} = (L_2 + L_3)pU_1 - L_3pU_2 - L_2pU_3 - (L_2 + L_3)pU_c - \\ - ((L_2 + L_3)R_1 + L_2R_3)pI_1 + (L_3R_2 - L_2R_3)pI_2 \\ \frac{dI_2}{dt} = -L_3pU_1 + (L_1 + L_3)pU_2 - L_1pU_3 + L_3pU_c + (L_3R_1 - L_1R_3)pI_1 - \\ - ((L_1 + L_3)R_2 + L_1R_3)pI_2 \\ \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C}I_1 - \frac{1}{CR_n}U_c \end{cases} \quad (2.34)$$

В матричной форме (2.1) система (2.34) будет составлена из следующих матриц:

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} -[((L_2 + L_3)R_1 + L_2R_3)p] & (L_3R_2 - L_2R_3)p & -(L_2 + L_3)p \\ (L_3R_1 - L_1R_3)p & -[((L_1 + L_3)R_2 + L_1R_3)p] & L_3p \\ \frac{1}{C} & 0 & -(\frac{1}{CR_n}) \end{vmatrix} \quad (2.35)$$

Матрица **В** в данном случае аналогична матрице в предыдущем случае, поэтому выражение (2.32) будет справедливо и для данного случая.

Подставив в соответствии с табл. 2.1 в матрицу **А** и вектор **В** соответствующие значения токов и напряжений, исходя из того или иного очередного участка в процессе коммутации, получим уравнение поведения преобразователя на требуемом участке.

Типы участков непрерывности №5, №6 и №7

Рассмотрим схему замещения рис. 2.2, в, соответствующую типам участка непрерывности №5, №6 и №7 (см. табл. 2.1). Эти типы отражают все варианты топологии трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности на участке непрерывности с номером 3 на тактовом

интервале (рис. 2.1). Значения параметров схемы замещения приведены в табл. 2.1.

В общем случае система уравнений (2.1) может быть первоначально расписана для данного участка непрерывности как

$$\begin{cases} -U_1 + R_1 I_1 + L_1 \frac{dI_1}{dt} + U_2 - R_2 I_2 - L_2 \frac{dI_2}{dt} = 0 \\ -U_1 + R_1 I_1 + L_1 \frac{dI_1}{dt} + U_c + U_3 - R_3 I_3 - L_3 \frac{dI_3}{dt} = 0. \\ I_3 + I_c + I_n = 0 \\ I_1 + I_2 + I_3 = 0 \end{cases} \quad (2.36)$$

Аналогично приведем ее к форме Коши, поочередно находя зависимость производных переменных состояния от самих переменных. Исходя из схемы рис. 2.2, в $I_3 = -I_c - I_n$ и $U_c = U_n$.

Получили систему уравнений

$$\begin{cases} \frac{dI_1}{dt} = (L_2 + L_3)pU_1 - L_3pU_2 - L_2pU_3 - (L_2 + L_3)pU_c - \\ -((L_2 + L_3)R_1 + L_2R_3)pI_1 + (L_3R_2 - L_2R_3)pI_2 \\ \frac{dI_2}{dt} = -L_3pU_1 + (L_1 + L_3)pU_2 - L_1pU_3 + L_3pU_c + (L_3R_1 - L_1R_3)pI_1 - \\ -((L_1 + L_3)R_2 + L_1R_3)pI_2 \\ \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C}I_1 - \frac{1}{CR_n}U_c \end{cases} \quad (2.37)$$

В матричной форме (2.1) система (2.37) будет составлена из следующих матриц:

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} -[((L_1 + L_2)R_3 + L_1R_2)p] & (L_2R_1 - L_1R_2)p & -L_1p \\ (L_2R_3 - L_3R_2)p & -[((L_3 + L_2)R_1 + L_3R_2)p] & -L_3p \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -(\frac{1}{CR_n}) \end{vmatrix}. \quad (2.38)$$

Матрица **B** в данном случае аналогична матрице в предыдущем случае, поэтому выражение (2.32) будет справедливо и для данного случая.

Подставив в соответствии с табл. 2.1 в матрицу **A** и вектор **B** соответствующие значения токов и напряжений, исходя из того или иного очередного участка в процессе коммутации, получим уравнение поведения преобразователя на требуемом участке.

Очевидно, что на семи различных типах участков непрерывности, определяемых комбинацией открытых ключей в соответствии с табл. 2.1, отличаются только значения матрицы **A_i**. Причем при рассмотрении (2.31), (2.35) и (2.38) отличны значения только в элементах (1,3); (2,3); (3,1) и (3,2) матрицы **A_i** на различных типах участков непрерывности с соответствующим каждому типу участка непрерывности.

На тактовом интервале переход от одной комбинации открытых ключей к другой происходит в результате коммутации ключа в стойке, подключенной к соответствующей фазе входного напряжения. Обозначим моменты коммутации на *k*-м тактовом интервале (см. рис. 2.1) следующим образом:

- z_{kA} – определяется сигналом управления фазы *A*;
- z_{kB} – определяется сигналом управления фазы *B*;
- z_{kC} – определяется сигналом управления фазы *C*.

Смена типа участка непрерывности и, следовательно, набор матриц **A_i** на тактовом интервале однозначно определяется последовательностью коммутаций на тактовом интервале, а именно соотношением значений z_{kA} , z_{kB} и z_{kC} . Так, например, если $z_{kA} < z_{kB} < z_{kC}$, значит, на тактовом интервале наблюдается последовательность коммутаций *ABC*. Всего возможно шесть принципиально различных вариантов последовательности коммутаций. Типы участков непрерывности в соответствии с табл. 2.1 и табл. 2.2 в зависимости от последовательности коммутаций ключей на тактовом интервале приведены в табл. 2.3.

Таблица 2.2. Значения матрицы A_i для различных типов участка непрерывности импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности на базе П-регулятора напряжения

№	Номера открытых ключей	Тип участка коммутации A_i
1	1, 3, 5 или 2, 4, 6	A_1
2	1, 4, 6	A_2
3	2, 3, 6	A_3
4	2, 4, 5	A_4
5	1, 3, 6	A_5
6	2, 3, 5	A_6
7	1, 4, 5	A_7

Таблица 2.3. Возможные типы участков непрерывности на k -м тактовом интервале

№	Последовательность коммутаций			Типы участков непрерывности			
	z_{k1}	z_{k2}	z_{k3}	$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$	$i = 4$
1	z_{kA}	z_{kB}	z_{kC}	1	2	5	1
2	z_{kB}	z_{kA}	z_{kC}	1	3	5	1
3	z_{kA}	z_{kC}	z_{kB}	1	2	7	1
4	z_{kB}	z_{kC}	z_{kA}	1	3	6	1
5	z_{kC}	z_{kA}	z_{kB}	1	4	7	1
6	z_{kC}	z_{kB}	z_{kA}	1	4	6	1

2.4. Поведенческая модель трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности

Система автоматического управления трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности с П-регулятором в цепи обратной связи по напряжению представлена на рис. 2.3. Приняты следующие обозначения: X – блок перемножения сигналов; ГОН – генератор пилообразного опорного напряжения; $==$ – ШИМ-компаратор; $U_{\text{осн}}$ – сигнал

ОС по напряжению; $\mathbf{U}_{\text{ост}} = [U_{\text{ост}A}, U_{\text{ост}B}, U_{\text{ост}C}]$ – вектор сигналов ОС по току фаз A, B, C , $U_{\text{ошн}}$ – сигнал ошибки по напряжению; $\mathbf{U}_{\text{ошт}} = [U_{\text{ошт}A}, U_{\text{ошт}B}, U_{\text{ошт}C}]$ – вектор сигналов ошибки по току фаз; $U_{\text{зн}}$ – сигнал задания по напряжению; $\mathbf{U}_{\text{зт}} = [U_{\text{зт}A}, U_{\text{зт}B}, U_{\text{зт}C}]$ – вектор сигналов задания на ток фаз; $\mathbf{U}_y = [U_{yA}, U_{yB}, U_{yC}]$ – вектор сигналов управления фаз; $U_{\text{зг}}$ – напряжение задающего генератора; U_{yVT} – сигналы управления транзисторами преобразователя.

В представленной системе автоматического управления используется тип модуляции ШИМ-I. Для реализации такого типа модуляции необходимо применение устройства выборки-хранения (УВХ) в цепи сравнения сигнала задания и опорного пилообразного сигнала. ШИМ-I наиболее часто используется в микропроцессорных системах управления импульсными преобразователями. Кроме того, ШИМ-I является более простой с точки зрения реализации на ее базе кусочно-непрерывной математической модели импульсного преобразователя, т.к. не требует применения численных методов для расчета точек коммутации на тактовом интервале.

Так как моменты коммутации на тактовом интервале при использовании ШИМ-I вычисляются в стробоскопические моменты времени, значения z_{k1} , z_{k2} и z_{k3} определяются значениями компонент вектора сигналов управления $\mathbf{U}_y$ в моменты z_{k0} . При работе с моделью удобнее искать значения моментов коммутации ключей в стойках, подключенных к фазам входного напряжения z_{kA} , z_{kB} и z_{kC} , которые определяются значениями $U_{yA}(z_{k0})$, $U_{yB}(z_{k0})$, $U_{yC}(z_{k0})$.

Из рис. 2.3 следует, что

$$U_{yA}(z, k) = \alpha_T [\alpha_n (U_{\text{зн}} - \beta_n U_{\text{сф}}(z)) \cdot \beta E_m \sin(\omega(k-1)\alpha + \varphi_A) - \beta_T i_A(z)]; \quad (2.39)$$

$$U_{yB}(z, k) = \alpha_T [\alpha_n (U_{\text{зн}} - \beta_n U_{\text{сф}}(z)) \cdot \beta E_m \sin(\omega(k-1)\alpha + \varphi_B) - \beta_T i_B(z)]; \quad (2.40)$$

$$U_{yC}(z, k) = \alpha_T [\alpha_n (U_{\text{зн}} - \beta_n U_{\text{сф}}(z)) \cdot \beta E_m \sin(\omega(k-1)\alpha + \varphi_C) - \beta_T i_C(z)]. \quad (2.41)$$

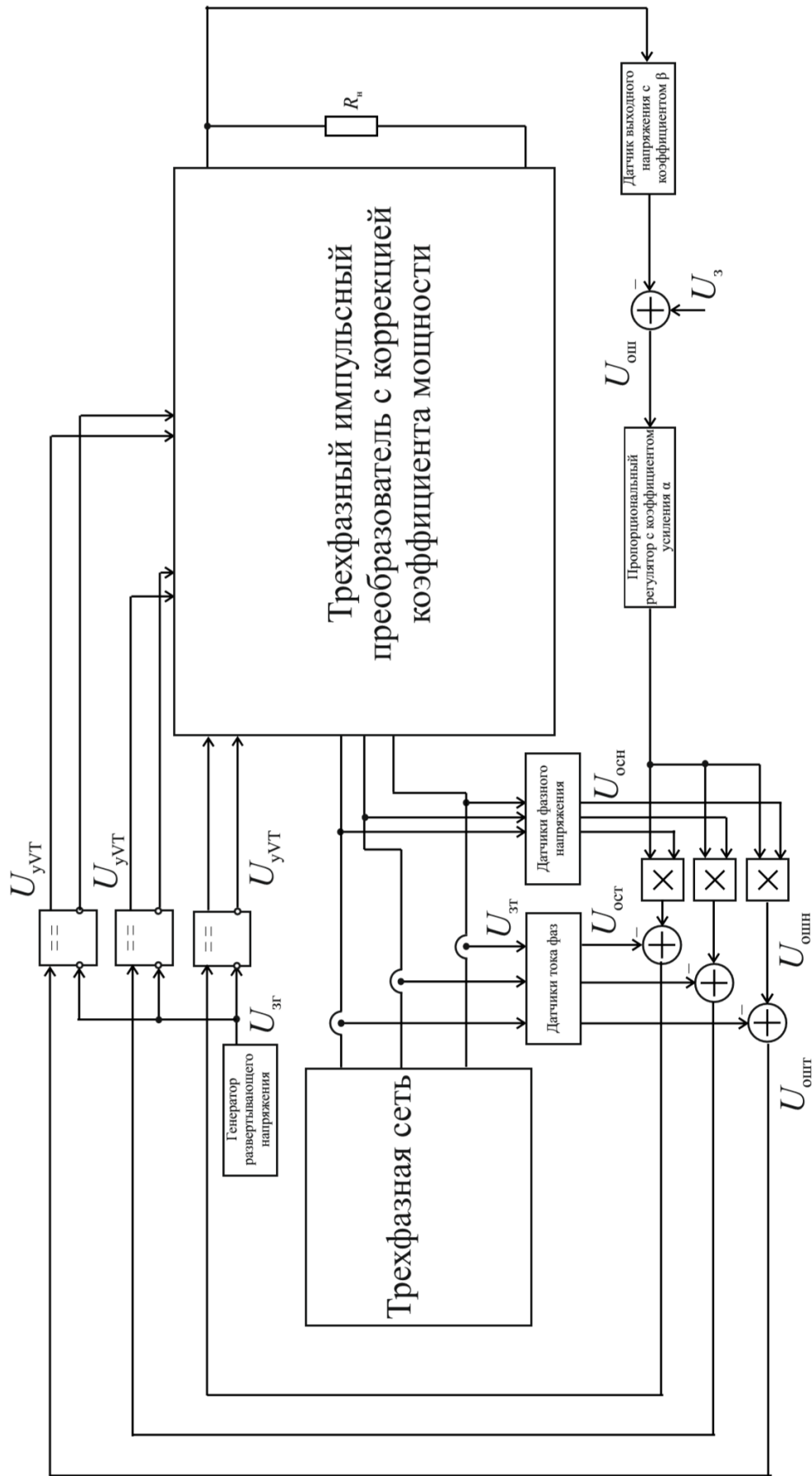


Рис. 2.3. Схема замещения системы автоматического управления с трехфазным импульсным преобразователем с коррекцией коэффициента мощности с П-регулятором

Для нахождения компонентов вектора $\mathbf{U}_y$ моменты z_{k0} выразим функции $U_{\text{сф}}(z)$, $i_A(z)$, $i_B(z)$, $i_C(z)$ в (2.39) – (2.41) через соответствующие компоненты вектора переменных состояния $\mathbf{X}_{0k1}$, который выражает начальные условия на 1-м участке непрерывности ($i = 1$) k -го тактового интервала.

$$U_{yA}(z_{k0}, k) = \alpha_T [\alpha_H (U_{\text{зн}} + \beta_H \mathbf{C}_1 \mathbf{X}_{0k1}) \cdot \beta E_m \sin(\omega(k-1)\alpha + \varphi_A)] + \beta_T \mathbf{C}_2 \mathbf{X}_{0k1}; \quad (2.42)$$

$$U_{yB}(z_{k0}, k) = \alpha_T [\alpha_H (U_{\text{зн}} + \beta_H \mathbf{C}_1 \mathbf{X}_{0k1}) \cdot \beta E_m \sin(\omega(k-1)\alpha + \varphi_B)] + \beta_T \mathbf{C}_3 \mathbf{X}_{0k1}; \quad (2.43)$$

$$\begin{aligned} U_{yC}(z_{k0}, k) &= \alpha_T [\alpha_H (U_{\text{зн}} + \beta_H \mathbf{C}_1 \mathbf{X}_{0k1}) \cdot \beta E_m \sin(\omega(k-1)\alpha + \varphi_C)] + \\ &+ \beta_T (i_A(z) + i_B(z)) = \alpha_T [\alpha_H (U_{\text{зн}} + \beta_H \mathbf{C}_1 \mathbf{X}_{0k1}) \cdot \beta E_m \sin(\omega(k-1)\alpha + \varphi_C)] + \\ &+ \beta_T (\mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_3) \mathbf{X}_{0k1} = \alpha_T [\alpha_H (U_{\text{зн}} + \beta_H \mathbf{C}_1 \mathbf{X}_{0k1}) \cdot \beta E_m \sin(\omega(k-1)\alpha + \varphi_C)] + \\ &+ \beta_T \mathbf{C}_4 \mathbf{X}_{0k1} \end{aligned} \quad (2.44)$$

Здесь $\mathbf{C}_1 = (0, 0, -1)^T$, $\mathbf{C}_2 = (-1, 0, 0)^T$, $\mathbf{C}_3 = (0, -1, 0)^T$, $\mathbf{C}_4 = (1, 1, 0)^T$ – векторы постоянных коэффициентов, определяющие необходимые компоненты вектора $\mathbf{X}_{0k1}$.

Выражения (2.42) – (2.44) определяют значения вектора $\mathbf{U}_y$ в моменты z_{k0} , т.е. вектор сигналов на выходе УВХ. z_{kA} , z_{kB} и z_{kC} определяются как моменты срабатывания блока ШИМ-компаратора, для нахождения которых необходимо приравнять (2.42) – (2.44) к выражению функции сигнала $U_{\text{оп}}$. Биполярный пилообразный сигнал на выходе ГОН в относительном времени в момент z_{k0} определяется как

$$U_{\text{оп}}(z_{k0}) = 2U_{\text{опм}}(z_{k0} - 1). \quad (2.45)$$

Из (2.42 – 2.44) выражаем z_{kA} , z_{kB} и z_{kC}

$$z_{kA} = \frac{\alpha_T [\alpha_H (U_{\text{зн}} - \beta_H \mathbf{C}_1 \mathbf{X}_{0k1}) \times \beta E_m \sin(\omega(k-1)\alpha + \varphi_A) - \beta_T \mathbf{C}_2 \mathbf{X}_{0k1}]}{2U_{\text{опм}}} + 0.5; \quad (2.46)$$

$$z_{kB} = \frac{\alpha_T [\alpha_H (U_{\text{зн}} - \beta_H \mathbf{C}_1 \mathbf{X}_{0k1}) \times \beta E_m \sin(\omega(k-1)\alpha + \varphi_B) - \beta_T \mathbf{C}_3 \mathbf{X}_{0k1}]}{2U_{\text{опм}}} + 0.5; \quad (2.47)$$

$$z_{kC} = \frac{\alpha_T [\alpha_H (U_{\text{зн}} - \beta_H \mathbf{C}_1 \mathbf{X}_{0k1}) \times \beta E_m \sin(\omega(k-1)\alpha + \varphi_C) + \beta_T (\mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_3) \mathbf{X}_{0k1}]}{2U_{\text{опм}}} + 0.5. \quad (2.48)$$

С помощью полученных выражений возможен расчет импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности с обратной связью с помощью П-регулятора для любого заданного числа тактовых интервалов. Для расчета на тактовом интервале необходимо:

- в начале тактового интервала определить моменты коммутации z_{kA} , z_{kB} и z_{kC} по (2.46) – (2.48);
- сравнить полученные значения и, установив их соответствие моментам z_{k1} , z_{k2} и z_{k3} , определить последовательность коммутаций на тактовом интервале;
- из табл. 2.3 определить типы участков непрерывности на тактовом интервале;
- на основании табл. 2.2 составить набор матриц на тактовом интервале;
- выполнить расчет на каждом участке непрерывности тактового интервала, используя метод припасовывания (значения в конце одного участка непрерывности становятся начальными условиями для следующего) при переходе от одного участка к другому.

В связи с тем, что в трехфазном импульсном преобразователе с коррекцией коэффициента мощности с П-регулятором имеется только одно возмущающее воздействие, матрица **B** может быть сведена к постоянному коэффициенту B и в этом случае значения переменных состояния на интервале будет иметь упрощенный вид:

$$X(z) = P(z) \cdot \bar{X}_{0ki} + \frac{w^{-2}B \left[A_i u(z) - P(z) A_i u(z_{ki-1}) - w u^*(z) + P(z) w u^*(z_{ki-1}) \right]}{E + w^{-2} A_i^2}, \quad (2.49)$$

где $P(z) = e^{A_i(z-z_{ki-1})}$.

Кратко алгоритм получения математической модели импульсного преобразователя представлен на рис.2.4. Такую математическую модель можно назвать поведенческой, так как в ней фигурируют такие категории, как состояние системы, событие, переход из одного состояния в другое, условия перехода, последовательность событий.



Рис.2.4 Алгоритм построения математической модели импульсного преобразователя

2.5. Математические модели трехфазных однонаправленных понижающе-повышающих составных преобразователей

В главе 1 были рассмотрены одни из наиболее распространённых преобразователей с коррекцией коэффициента мощности – трехфазные однонаправленные понижающе-повышающие составные преобразователи. Силовая часть таких схем предполагает связь неуправляемого трехфазного мостового выпрямителя и одной из трех распространенных схем составных преобразователей. Неуправляемый трехфазный выпрямитель в данном случае можно рассмотреть, как отдельную систему, представляющую свою математическую модель, но больший интерес представляет математическая модель составных преобразователей.

Схемы силовой части составных преобразователей постоянного напряжения представлены на рис. 1.3-1.5.

В приведенных схемах приняты следующие обозначения: R_1, R_2 – активные сопротивления дросселей; L_1, L_2 – индуктивности дросселей; C_1, C_2 – емкости конденсаторов; R_n – сопротивление нагрузки; VT – силовой транзистор; VD – силовой диод.

Схема замещения системы автоматического управления на основе рассматриваемых преобразователей представлена на рис. 2.5. В ней приняты следующие обозначения: E_0 – напряжение источника питания; α – коэффициент усиления пропорционального регулятора; β – масштабный коэффициент цепи обратной связи; U_3 – задающее напряжение; U_n – импульсы управления силовым ключом; U_y – управляющий сигнал; U_p – развертывающее пилообразное напряжение; ГРН – генератор развертывающего напряжения; ИП – импульсный преобразователь.

Рассматриваемые объекты относятся к нелинейным импульсным системам автоматического управления, в которых временное пространство разбивается на тактовые интервалы с периодом T . Частота квантования $f_{кв}$ определяется как обратная величина периоду ($f_{кв}=1/T$).

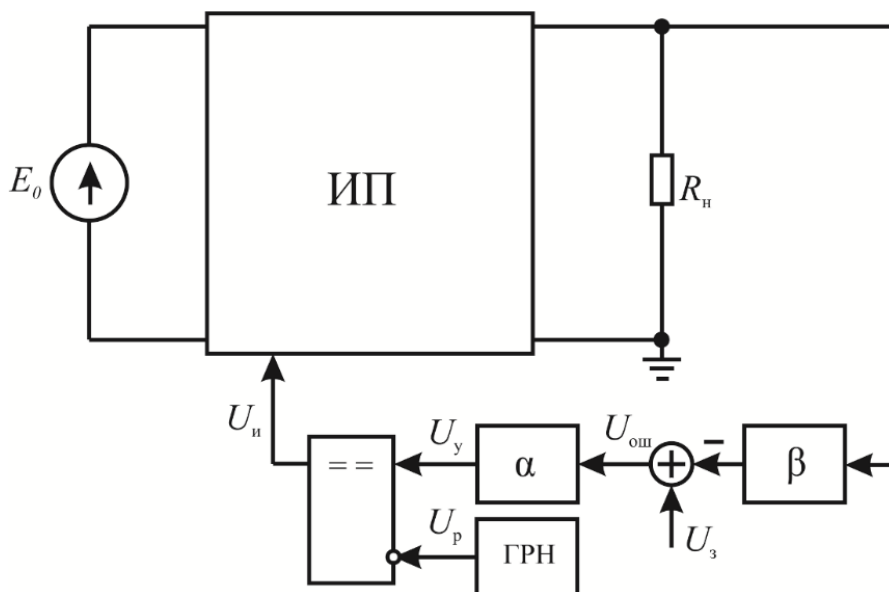


Рис. 2.5. Схема замещения замкнутой системы автоматического управления импульсным преобразователем

Каждый тактовый интервал разбивается на участки постоянства структуры силовой части и характеризуется длительностью этих участков, что определяет характер переходных процессов на тактовом интервале. На рис. 2.6 представлены процессы, протекающие на произвольном тактовом интервале с номером k . Обозначения на этом рисунке соответствуют обозначениям на рис. 1.3-1.5. Кроме того, I_{L1} – ток дросселя L_1 ; I_{L2} – ток дросселя L_2 .

Структура тактовых интервалов для систем со всеми рассматриваемыми преобразователями, представленных на рис. 1.3-1.5, идентична.

Анализ рис. 2.6 показывает, что тактовый интервал разбивается на три участка постоянства структуры силовой части. Ось абсцисс представляет собой относительное время $z = \frac{t - (k-1)T}{T}$, где t – абсолютное время.

Символами z_{kn} обозначены моменты коммутации внутри тактового интервала (k – номер тактового интервала; n – номер коммутации внутри k -го тактового интервала). Очевидно, что в пределах k -го тактового интервала абсолютное время изменяется от $t_{k0} = (k-1)T$ до $t_{k3} = kT$ (смысл индексов аналогичен z_{kn}), при этом, соответствующее ему относительное время z изменяется от $z_{k0} = 0$ до $z_{k3} = 1$.

Структура силовой части на каждом участке внутри тактового интервала (рис. 2.6) определяется состоянием транзистора и диода.

1. Участок 1: $z_{k0} < z < z_{k1}$. Силовой ключ VT открыт ($R_{VT} = R_{VTon}$), и ток дросселя L_1 (I_{L1}) нарастает по линейному закону. Энергия, накопленная в конденсаторе C_1 , передается в выходную цепь (L_2, C_2, R_n), что ведет к росту тока дросселя L_2 (I_{L2} на рис. 2.7). Диод VD закрыт ($R_{VD} = R_{VDoff}$).

2. Участок 2: $z_{k1} < z < z_{k2}$. Силовой ключ закрыт ($R_{VT} = R_{VToff}$), и ток дросселя L_1 , начиная с момента z_{k1} , снижается, передавая энергию в конденсатор C_1 , через открывшийся диод VD ($R_{VD} = R_{VDon}$). Конденсатор C_2 разряжается на нагрузку и ток дросселя L_2 также снижается.

3. Участок 3: $z_{k2} < z < z_{k3}$. Токи дросселей L_1 и L_2 пересекаются и выравниваются, что ведет к закрытию диода VD ($R_{VD} = R_{VDoff}$), после чего они протекают по одному и тому же контуру. Силовой ключ VT закрыт ($R_{VT} = R_{VToff}$).

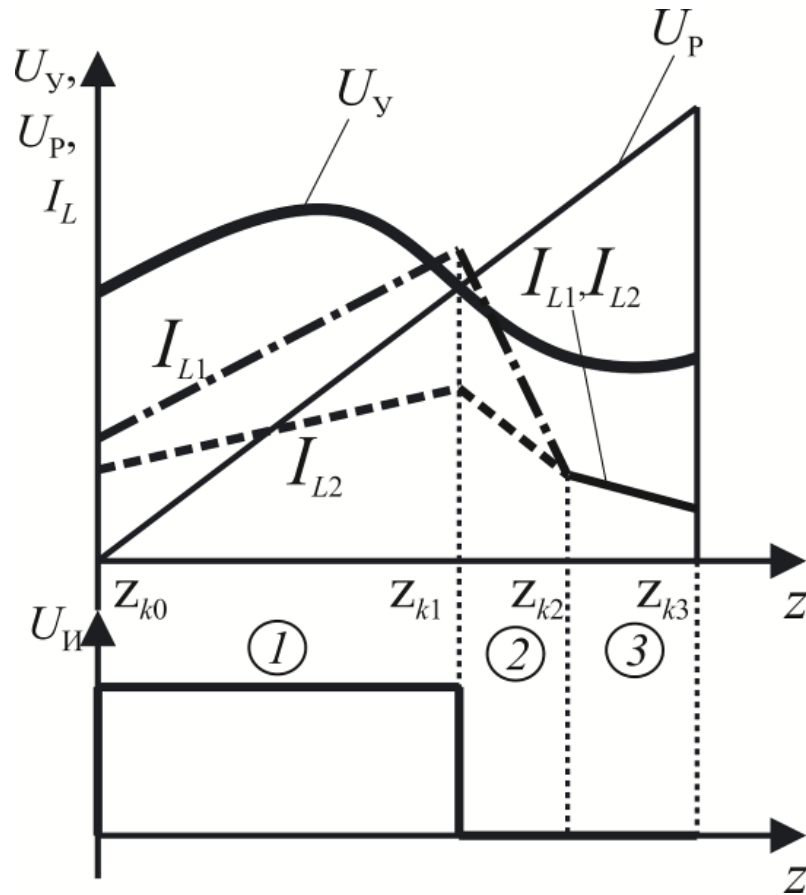


Рис. 2.6. Участки постоянства структуры в составных преобразователях постоянного напряжения на k -том тактовом интервале

Подробное описание работы преобразователей, а также математическая модель в виде системы дифференциальных уравнений представлена в [53]. На основе модели по методике, описанной в пункте 2.5 получено выражение для фазовых переменных в конце тактового k -го интервала $\mathbf{X}_k$ (функция стробоскопического отображения).

$$\mathbf{X}_k = \left(\prod_{i=1}^N e^{\mathbf{A}_i(z_{k,i} - z_{k,i-1}) \cdot a} \right) \mathbf{X}_{k-1} + \sum_{j=1}^{N-1} \prod_{i=j+1}^N \left\{ e^{\mathbf{A}_i(z_{k,i} - z_{k,i-1}) \cdot a} \right\} \times$$

$$\times \left(e^{\mathbf{A}_j(z_{k,j} - z_{k,j-1}) \cdot a} - E \right) \mathbf{A}_j^{-1} \mathbf{B}_j + \left(e^{\mathbf{A}_N(z_{k,N} - z_{k,N-1}) \cdot a} - E \right) \mathbf{A}_N^{-1} \mathbf{B}_N, \quad (2.50)$$

где $\mathbf{A}_i$ – матрица постоянных коэффициентов на i -том участке постоянства структуры; $\mathbf{B}_i$ – вектор вынуждающих воздействий на i -том участке; $\mathbf{X} = [x_1; x_2; x_3; x_4] = [I_{L1}; U_{C1}; I_{L2}; U_{C2}]$ – вектор переменных состояния; z_{kn} – n -й момент

коммутации на k -м тактовом интервале в относительном времени; N – номер последней коммутации на k -ом тактовом интервале. В рассматриваемом случае $N=3$ [2].

Выражение (2.50) представляет собой обобщенную функцию стробоскопического отображения преобразователей постоянного напряжения вида $\mathbf{X}_k = \Psi(\mathbf{X}_{k-1})$, связывающую векторы фазовых переменных в моменты коммутации [2].

Значения элементов матриц $\mathbf{A}_i$ и векторов $\mathbf{B}_i$ для каждого преобразователя представлено в табл. 2.4. Для всех участков матрица $\mathbf{A}_i$ одинакова, отличаются лишь значения сопротивлений R_{VT} и R_{VD} в зависимости от участка. Вывод их аналогичен выводу матриц трехфазного повышающего преобразователя с коррекцией коэффициента мощности. Стоит заметить, что принято допущение о конечном сопротивлении запертого диода VD $R_{VDoff} = 500$ кОм. Это позволяет избежать появления вырожденной матрицы $\mathbf{A}_i$ при запертом диоде и практически не влияет на конечный результат.

Поиск моментов коммутации z_{kn} обычно осуществляется методом Ньютона на основе разностных функций. В случае пропорционального регулятора математическое описание разностных функций, выраженных через моменты коммутации в относительном времени, имеет вид

$$\begin{aligned}\xi_{k1}(z_{k1}, z_{k0}) &= \alpha \left(U_3 - \beta c_1^T \mathbf{X}_{k1}(\mathbf{X}_{k-1}, z_{k1}, z_{k0}) \right) - U_{pm} z_{k1}; \\ \xi_{k2}(z_{k2}, z_{k1}) &= c_2^T \mathbf{X}_{k2}(\mathbf{X}_{k1}, z_{k1}, z_{k2}) - c_3^T \mathbf{X}_{k2}(\mathbf{X}_{k1}, z_{k1}, z_{k2}),\end{aligned}\tag{2.51}$$

где $\mathbf{X}_{ki}$ – значения вектора переменных состояния в i -ой точке коммутации внутри k -го тактового интервала, рассчитываемые по выражению (2); U_{pm} – амплитуда развертывающего пилообразного напряжения U_p ; $c_1 = [0; 0; 0; 1]$, $c_2 = [1; 0; 0; 0]$, $c_3 = [0; 0; 1; 0]$ – постоянные векторы, определяющие компоненты вектора переменных состояния, участвующую в выражениях (2.51).

Таблица 2.4. Матрицы составного преобразователя SEPIC

SEPIC-преобразователь									
Матрицы параметров и векторы возмущающих воздействий									
$A_1 =$	$\frac{R_{VT}^2 - (R_{L1} + R_{VT})Q}{L_1 Q}$	$-\frac{R_{VT}}{L_1 Q}$	$\frac{R_{VT} T}{L_1 Q}$	$-\frac{R_{VT} M}{L_1 Q}$	$B_1 =$	$\frac{U_{BX}}{L_1}$	$\begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$	;	
	$\frac{R_{VT}}{C_1 Q}$	$-\frac{1}{C_1 Q}$	$\frac{T}{C_1 Q}$	$-\frac{M}{C_1 Q}$					
	$\frac{R_{VT} T}{L_2 Q}$	$-\frac{T}{L_2 Q}$	$-\frac{(R_{L2} Q + Q T - T^2)}{L_2 Q}$	$\frac{M G}{L_2 Q}$					
	$\frac{R_{HT} M}{C_2 Q}$	$-\frac{M}{C_2 Q}$	$-\frac{M G}{C_2 Q}$	$-\frac{(M^3 + R_{HT} Q)}{M C_2 Q}$					
Zeta-Преобразователь									
Матрицы параметров и векторы возмущающих воздействий									
$A_1 =$	$-\left(\frac{R_{VT}^2 + P R_{VT} + P R_{L1}}{L_1 P}\right)$	$\frac{R_{VT}}{L_1 P}$	$-\frac{R_{VT} R_{VD}}{L_1 P}$	0	$B_1 =$	$\frac{U_{BX}}{L_1} \left(1 - \frac{R_{VT}}{P}\right)$	$\begin{vmatrix} \frac{U_{BX}}{C_1 P} \\ \frac{U_{BX} R_{VD}}{L_2 P} \\ 0 \end{vmatrix}$	;	
	$-\frac{R_{VT}}{C_1 P}$	$-\frac{1}{C_1 P}$	$\frac{R_{VD}}{C_1 P}$	0					
	$-\frac{R_{HT} R_{VD}}{L_2 P}$	$-\frac{R_{VD}}{L_2 P}$	$\frac{R_{VD}^2 - R_{C2} M P - R_{L2} P + R_{VD} P}{L_2 P}$	$\frac{R_{C2} M - R}{L_2 R_H}$					
	0	0	$\frac{M}{C_2}$	$-\frac{M}{C_2 R_H}$					
Преобразователь Кука									
Матрицы параметров и векторы возмущающих воздействий									
$A_1 =$	$\frac{R_{VT}^2 - P(R_{L1} + R_{VT})}{P L_1}$	$-\frac{R_{VT}}{P L_1}$	$\frac{R_{VT} R_{VD}}{P L_1}$	0	$B_1 =$	$\frac{U_{BX}}{L_1}$	$\begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$	;	
	$\frac{R_{VT}}{P C_1}$	$-\frac{1}{P C_1}$	$\frac{R_{VD}}{P C_1}$	0					
	$\frac{R_{HT} R_{VT}}{P L_2}$	$-\frac{R_{VD}}{P L_2}$	$\frac{R_{VD}^2 - P(T + R_{L2})}{P L_2}$	$\frac{R_{C2} M - R}{R_H L_2}$					
	0	0	$\frac{M}{C_2}$	$-\frac{M}{R_H C_2}$					

Примечания к таблице

$$M = \frac{R_H}{R_H + R_{C2}}; \quad Q = P + R_{C2} M = R_{VD} + R_{VT} + R_{C1} + \frac{R_{HT} R}{R_H + R_{C2}};$$

$$T = R_{VD} + \frac{R_{HT} R}{R_H + R_{C2}} = R_{C2} M + R_{VD} = Q - R_{C1} - R_{VT}; \quad G = Q - T = R_{C1} + R_{VT};$$

$$P = R_{VD} + R_{VT} + R_{C1}.$$

Первая разностная функция определяет момент совпадения управляющего напряжения после регулятора с развертывающим пилообразным напряжением (U_p на рис. 2.6), вторая – определяет момент совпадения токов дросселей преобразователя, после которого силовой диод запирается. Неизвестные моменты коммутации z_{k1} и z_{k2} находятся на основании уравнений: $\xi_{k1}(z_{k1}, z_{k0}) = 0$; $\xi_{k2}(z_{k2}, z_{k1}) = 0$.

2.6. Разработка численного метода определения моментов коммутации в трехфазных импульсных преобразователях

Зачастую для решения сложных нелинейных алгебраических уравнений и систем уравнений используют численные методы. Численные методы позволяют получить приближенные решения уравнений. Полученные с помощью численных методов решения содержат некоторые погрешности, но быстрота расчета и соблюдение установленной точности расчета нивелируют данный недостаток численных методов.

Метод Мюллера относится к итерационным численным методам решения нелинейных уравнений. Разработан американским математиком Давидом Мюллером в 1952 году. Суть метода состоит в замене решаемого нелинейного уравнения $y=f(x)$ интерполяционным многочленом Лагранжа второго порядка (параболой) (рис.2.7). То есть, в отличие от методов хорд, секущих и Ньютона, использующих линейную аппроксимацию, для метода Мюллера характерна квадратичная аппроксимация. Для построения параболы используются три начальные точки x_k , x_{k-1} и x_{k-2} . Приближенным решением нелинейного уравнения является точка пересечения полученной параболы и оси абсцисс Ox .

Рекуррентная формула метода Мюллера может быть представлена в следующем виде:

$$x_{k+1} = x_k - (x_k - x_{k-1}) \left(\frac{2C}{B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}} \right). \quad (2.52)$$

$$\text{Здесь } q = \frac{x_k - x_{k-1}}{x_{k-1} - x_{k-2}};$$

$$A = q \cdot f(x_k) - q \cdot (1 + q) \cdot f(x_{k-1}) + q^2 \cdot f(x_{k-2});$$

$$B = (2q + 1) \cdot f(x_k) - (1 + q)^2 \cdot f(x_{k-1}) + q^2 \cdot f(x_{k-2});$$

$$C = (1 + q) \cdot f(x_k).$$



Рис.2.7. Метод Мюллера

Из двух корней выбирается тот, для которого абсолютное численное значение выражения в знаменателе рекуррентной формулы большее. Скорость сходимости метода Мюллера равна 1.84. Однако существенным недостатком данного метода является возможность использования только для поиска решений нелинейных уравнений с одной переменной. Зачастую в практических приложениях математических методов требуется решение систем уравнений с n -м количеством переменных.

П.П. Физиев и Д.Р. Стайкова в 2012 году предложили обобщение метода Мюллера для систем с двумя переменными. Данный метод предполагает нахождение линеаризованной зависимости одной переменной от другой в

одном из уравнений системы и подстановку полученной зависимости в другое уравнение. При этом происходит избавление от одной из двух переменных и дальнейшие действия метода предполагают использование классического метода Мюллера для одной переменной.

Для представленной модели трехфазных корректоров коэффициента мощности в системах линейных-дифференциальных уравнений требуется нахождение трех переменных. Однако в случае применения сложных регуляторов в модели или построении моделей сложных систем требуется нахождение n -переменных. Была предложена реализация многомерного метода, основанного на методе Мюллера для нелинейных систем уравнений с n -м количеством переменных. Для некоторой системы уравнений требуется найти такой набор чисел $(x_1...x_n)$, который является некоторым частным решением системы:

$$\begin{cases} F_1(x_1...x_n) = 0 \\ \dots \\ F_n(x_1...x_n) = 0 \end{cases} \quad (2.53)$$

При нахождении решений многомерных систем линейных уравнений одним из самых простых методов нахождения корней является метод, использующий выражения переменной в одном из уравнений системы через другие переменные и подстановку полученного выражения в оставшиеся уравнения системы. То есть происходит пошаговое снижение числа переменных, приводящее в итоге к одному уравнению с одной переменной. Затем на основе полученных зависимостей находятся все значения переменных системы. Однако для нелинейных систем уравнений данный метод не может быть использован вследствие невозможности получения линейных зависимостей переменных. Использование данного метода является возможным при нахождении аппроксимированных линейных выражений $x_n = f_n(x_1...x_{n-1})$.

Представим уравнения системы $F_1(x_1 \dots x_n) = 0, \dots, F_n(x_1 \dots x_n) = 0$ как n -мерные поверхности, заданные уравнениями вида $y = F_1(x_1 \dots x_n), \dots, y = F_n(x_1 \dots x_n)$ в $n+1$ -мерном пространстве переменных $\{x_1 \dots x_n, y\}$. Для нахождения аппроксимированного линейного выражения строим каждую итерацию некоторую плоскость, проходящую через $n+1$ точек n -мерной поверхности $y = F_n(x_1 \dots x_n)$, а затем находим линию пересечения между данной плоскостью и плоскостью $y = 0$. Как только полученная плоскость будет лежать вблизи плоскости $y = 0$, то уравнение плоскости будет являться аппроксимированной линейной зависимостью переменных решаемой системы.

Для нахождения линейной зависимости $x_n = F_n(x_1 \dots x_{n-1})$ используем $n+1$ некоторых начальных точек (наборов) расчета $(x_1^{*1} \dots x_n^{*1}), (x_1^{*2} \dots x_n^{*2}), \dots, (x_1^{*n+1} \dots x_n^{*n+1})$. Данные точки (наборы) подставим в уравнение системы $y = F_n(x_1 \dots x_n)$. Получим линейную систему уравнений вида:

$$\begin{cases} Q_1 x_1^{*1} + Q_2 x_2^{*1} + \dots + Q_n x_n^{*1} + Q_{n+1} = F_n(x_1^{*1} \dots x_n^{*1}) \\ Q_1 x_1^{*2} + Q_2 x_2^{*2} + \dots + Q_n x_n^{*2} + Q_{n+1} = F_n(x_1^{*2} \dots x_n^{*2}) \\ \dots \\ Q_1 x_1^{*(n+1)} + Q_2 x_2^{*(n+1)} + \dots + Q_n x_n^{*(n+1)} + Q_{n+1} = F_n(x_1^{*(n+1)} \dots x_n^{*(n+1)}) \end{cases} \quad (2.54)$$

Решим (2.54), используя метод обратной матрицы. Для этого представим систему уравнений в матричном виде $X^* \cdot Q = F$. Получаем матрицы:

$$X^* = \begin{vmatrix} x_1^{*1} & x_2^{*1} & \dots & x_n^{*1} & 1 \\ x_1^{*2} & x_2^{*2} & \dots & x_n^{*2} & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_1^{*n} & x_2^{*n} & \dots & x_n^{*n} & 1 \\ x_1^{*(n+1)} & x_2^{*(n+1)} & \dots & x_n^{*(n+1)} & 1 \end{vmatrix}; \quad Q = \begin{vmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ \dots \\ Q_n \\ Q_{n+1} \end{vmatrix};$$

$$F = \begin{pmatrix} F_n(x_1^{*1} \dots x_n^{*1}) \\ F_n(x_1^{*2} \dots x_n^{*2}) \\ \dots \\ F_n(x_1^{*n} \dots x_n^{*n}) \\ F_n(x_1^{*(n+1)} \dots x_n^{*(n+1)}) \end{pmatrix}.$$

В результате решения матричного уравнения $Q = (X^*)^{-1} \cdot F$ получим численное решение для Q . Составим уравнение линии в $n+1$ -мерном пространстве:

$$Q_1 x_1 + Q_2 x_2 + \dots + Q_n x_n + Q_{n+1} = 0.$$

Приведем линию к виду аппроксимированного линейного выражения $x_n = F_n(x_1 \dots x_{n-1})$:

$$x_n = -\frac{Q_1}{Q_n} x_1 - \frac{Q_2}{Q_n} x_2 - \dots - \frac{Q_{n+1}}{Q_n}. \quad (2.55)$$

Аппроксимированное линейное выражение (2.55) может быть приведено к следующему виду:

$$x_n = -\frac{1}{Q_n} \left(\sum_{i=1}^n Q_i x_i \right) - \frac{Q_{n+1}}{Q_n}. \quad (2.56)$$

Далее произведем подстановку (2.56) во все уравнения системы (2.53), кроме уравнения $F_n(x_1 \dots x_n) = 0$. Получим новую систему уравнений с $n-1$ количеством уравнений.

$$\begin{cases} F_1(x_1 \dots x_{n-1}) = 0 \\ \dots \\ F_{n-1}(x_1 \dots x_{n-1}) = 0 \end{cases}. \quad (2.57)$$

Для нахождения решения новой системы требуется n начальных точек (наборов) расчета. Используем точки предыдущей системы, исключив первую точку и отбросив значение для замененной аппроксимированным выражением

переменной, то есть начальные точки имеют вид $(x_1^{*1} \dots x_{n-1}^{*1}), (x_1^{*2} \dots x_{n-1}^{*2}), \dots, (x_1^{*n} \dots x_{n-1}^{*n})$.

Для новой системы найдем аппроксимированное линейное выражение $x_{n-1} = f_{n-1}(x_1 \dots x_{n-2})$ используя формулу (2.56), аналогично вышеописанному методу. Произведем подстановку в систему (2.57) и получим систему с $n-2$ количеством неизвестных.

Аналогично находим аппроксимированные выражения до тех пор ($n-2$ раз), пока не останется система из двух нелинейных уравнений, зависящих от переменных x_1 и x_2 :

$$\begin{cases} F_1(x_1, x_2) = 0 \\ F_2(x_1, x_2) = 0 \end{cases} \quad (2.58)$$

В данном случае остались три начальные точки расчета $(x_1^{n-2}, x_2^{n-2}), (x_1^{n-1}, x_2^{n-1})$. Получим, используя вышеописанный метод, аппроксимированное выражение $x_2 = f_2(x_1)$. Используем подстановку данного выражения в первое уравнение начальной системы. Получаем уравнение $F_1(x_1) = 0$, зависящее от переменной x_1 . Это уравнение легко решить, используя классический одномерный метод Мюллера. Получаем некоторое $x_1^{\#1}$.

Используя частный вариант формулы (2.56) рассчитываем $x_2^{\#1}$. В результате возвращаемся к предыдущей системе из двух уравнений. Производим следующую итерацию, заменив первую из трех начальных точек (x_1^{n-2}, x_2^{n-2}) , использованных на предыдущей итерации расчета аппроксимированного выражения для x_2 , на точку $(x_1^{1\#1}, x_2^{1\#1})$. Производим расчет нового аппроксимированного выражения для x_2 по формуле (2.56) и подставляем его в первое уравнение изначальной системы. Снова решаем уравнение $F_1(x_1) = 0$, зависящее от переменной x_1 . Используем для его решения метода Мюллера и получаем $x_1^{1\#2}$. Рассчитываем $x_2^{1\#2}$. Описанные

выше итерации проводим вновь. Условием окончания поиска метода с двумя переменным является то, что точка $x_1^{1\#p}$ полученная в последующей итерации, находится в δ -окрестности точки $x_1^{1\#(p-1)}$, причем δ – заданная погрешность расчета.

После этого рассчитывается $x_2^{1\#n}$ и полученная точка $(x_1^{1\#p}, x_2^{1\#p})$ отправляется в систему с тремя уравнениями, полученную до этого. Точке присваивается новое название $(x_1^{2\#1}, x_2^{2\#1})$. Для данной системы производится расчет $x_3^{2\#1}$ по первоначально полученному аппроксимированному выражению. После этого аналогично производится итерационный процесс поиска точки, но берутся 4 последние начальные точки. Условием окончания поиска метода для трех переменных является то, что точка $(x_1^{2\#p}, x_2^{2\#p})$ полученная в последующей итерации находится в δ -окрестности точки, полученной в предыдущей итерации $(x_1^{2\#(p-1)}, x_2^{2\#(p-1)})$. Затем производится аналогичный переход к четырем переменным и т.д.

Для последующих расчетов по окончании поиска линеаризации $x_m^{m\#p}$ рассчитывается следующая линеаризация переменной x_{m+1} , полученная по (2.56) и в систему добавляется уравнение, соответствующее номеру переменной $m+1$. В качестве начальных точек берется соответствующее номеру $m+1$ -переменной число точек и точка $(x_1^{m\#1} \dots x_m^{m\#1})$, полученная путем линеаризации. Условием окончания поиска метода для $m+1$ переменных является то, что точка $(x_1^{m\#p} \dots x_m^{m\#p})$ полученная в последующей итерации находится в δ -окрестности точки, полученной в предыдущей итерации $(x_1^{m\#(n-1)} \dots x_m^{m\#(n-1)})$.

В конечном результате будет получена точка $(x_1^{(n-1)\#p} \dots x_n^{(n-1)\#p})$, которая удовлетворяет решению первоначальной системы (2.53).

Алгоритм работы метода определения моментов коммутации в 3Ф-ИПКМ представлен на рис. 2.8.

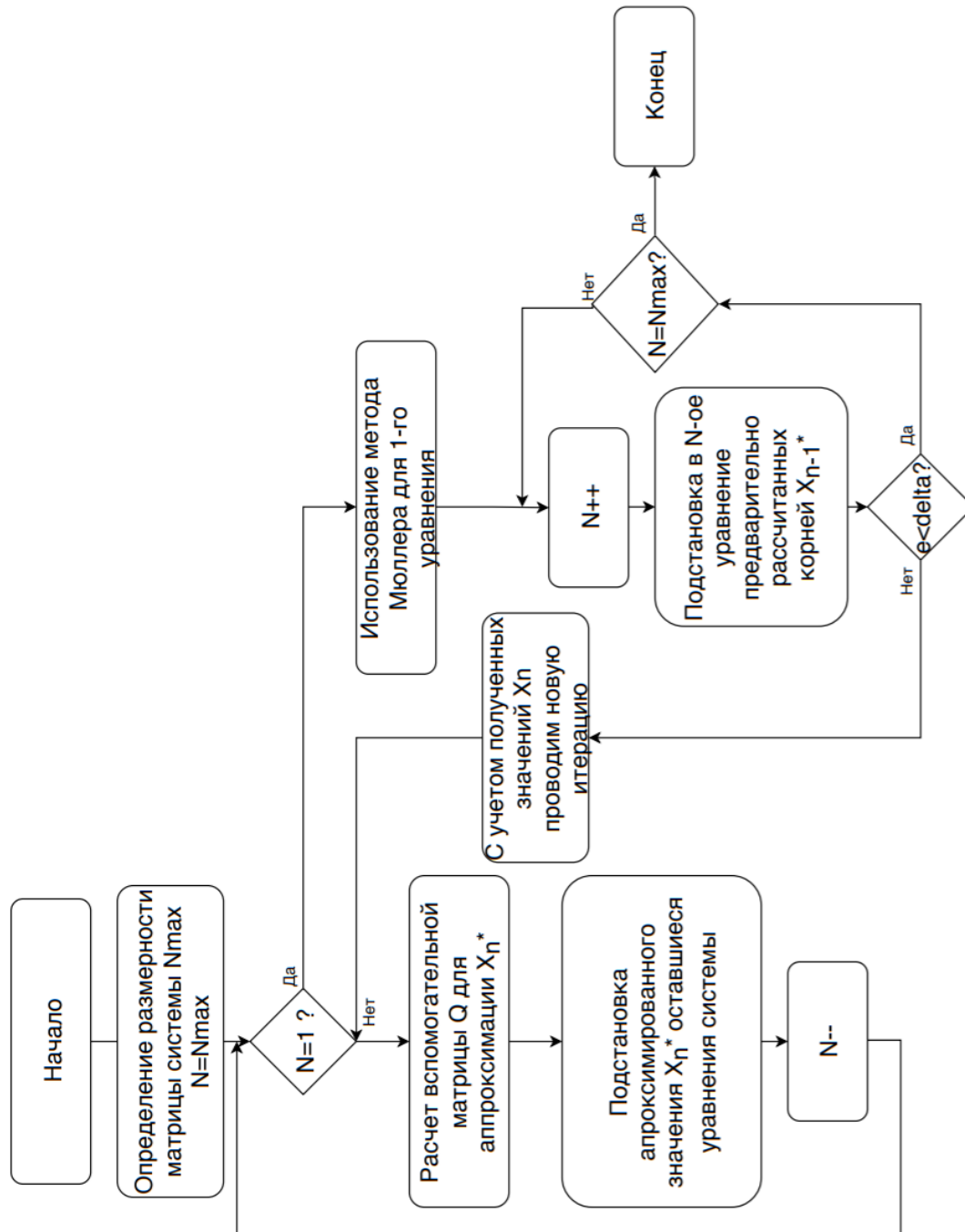


Рис. 2.8. Алгоритм работы метода определения коммутаций в 3Ф-ИПКМ

Расчет таких многомерных систем удобно производить в средах компьютерной алгебры на ПК. Была написана компьютерная программа в среде Matlab Simulink для проверки предложенного метода. Данная программа встроена в программный комплекс, представленный в главе 3.

2.7. Выводы

Поведенческие модели электрических схем разрабатываются для решения различных задач – для функционального анализа предполагаемой архитектуры устройства, верификации и отладки разрабатываемого программного обеспечения (драйверов). Тенденция к интеграции устройств в единый силовой модуль с датчиками и встроенным алгоритмом управления без должного исследования и адаптации алгоритма может привести к низкому качеству и недолговечности новых устройств из-за возникновения нелинейных эффектов. Поведенческой является модель, в которой фигурируют такие категории, как состояние системы, событие, переход из одного состояния в другое, условия перехода, последовательность событий.

Представленные в Главе 2 математические модели можно отнести к поведенческим. Основной задачей при создании моделей современных трехфазных импульсных преобразователей является получение функции стробоскопического отображения и уравнений переключения состояний системы.

Уравнения переключений состояний системы являются сложными нелинейными алгебраическими уравнениями. Для решения их используют численные методы. Полученные с помощью численных методов решения содержат некоторые погрешности, но быстрота расчета и соблюдение установленной точности расчета нивелируют данный недостаток численных методов. Для решения уравнений определения моментов коммутации предложен эффективный метод, основанный на методе Мюллера.

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКИ ТРЕХФАЗНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

На сегодняшний день в задачах разработки, отладки, тестирования и выпуска электронных устройств используется большое разнообразие программных продуктов автоматизации электронного проектирования (EDA). Проектирование, разработка, производство и испытания новых устройств постоянно усложняются и требуют все больше человеческих и машинных ресурсов.

Симуляция и моделирование интегральных схем (ИС) играют важную роль в современной высоко конкурентной электронной промышленности. Зачастую время выхода на рынок нового устройства имеет решающее значение для успеха в электронной отрасли, в которой технологии быстро меняются от года к году. Инновации в автоматизации электронного проектирования, наряду с постоянно растущей вычислительной мощностью рабочих станций и настольных компьютеров, сократили циклы разработки электроники и улучшили её характеристики.

Одними из лидеров на рынке систем автоматизации электронного проектирования являются: пакет проектирования электронных схем, аналогового и цифрового моделирования, проектирования программируемой логики и микросхем, а также разработки и подготовки к производству печатных плат *Cadence Allegro SPB/OrCAD* и система сквозного проектирования *Virtuoso Analog Design Environment* производства компании *Cadence Design Systems*; графическая среда имитационного моделирования для построения динамических моделей *Simulink* производства компании *MathWorks Inc*; программные продукты (*PADS*, *Multisim*, *Questa*) для

моделирования, разработки, сквозного проектирования, отладки и верификации от компании *Mentor Graphics*; *easyEDA* - кросс-платформенная браузерная среда автоматизации проектирования электроники, в составе которой есть редактор принципиальных схем, редактор топологии печатных плат, SPICE-симулятор, облачное хранилище данных и система управления и др. Выбор того или иного программного комплекса должен быть обоснован с точки зрения максимально быстрого достижения необходимых результатов.

Но, к сожалению, ни один из перечисленных программных комплексов не учитывает влияние нелинейной динамики импульсно-модуляционных систем в процессе проектирования преобразователя. Это может привести к выходу из строя спроектированных таким способом устройств в процессе эксплуатации, повлечь потери денежных средств и, что намного страшнее, привести к летальному исходу при эксплуатации мощных преобразователей.

Зачастую программное обеспечение, имеющее возможности расчета нелинейных систем сложно в использовании, не применимо к прикладной задаче в построении преобразователей и требует специфических знаний и компетенции в области математики. В основном такое ПО развивается учеными-энтузиастами и не является коммерческим. К программам нелинейной динамики можно отнести *AUTO-07P*, *AnT 4.669*, *COCO*, *CONTENT*, *DSTool*, *Dynamics 2*, *Dynamics Solver*, *DynPack*, *iDMC*, *MATCONT*, *MATDS*, *Multifario*, *PHASER*, *PyDSTool* и *XPP*.

Единственной программой, позволяющей быстро и точно произвести расчет преобразователей с учетом нелинейной динамики, является *Ahaos*. Однако на момент написания диссертационной работы в ней нет моделей трехфазных корректоров коэффициента мощности. Требуется разработка программного комплекса, который позволял бы производить расчет трехфазных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности с учетом нелинейной динамики на основе математических моделей, представленных в главе 2.

Была поставлена задача реализации программного комплекса для расчетов трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности с помощью языка программирования *Matlab*, так как он обладает большим функционалом и стандартными математическими библиотеками, позволяющими быстро написать программу, не обладая специфическими знаниями в области программирования, которые требовались бы при написании программы на языках *C++*, *Java* или *Python*. К тому же *Matlab* позволяет быстро строить сложные графические интерфейсы пользователя и обладает встроенными функциями наглядной визуализации результатов.

3.1. Формулирование требований к программному комплексу

Представленные в главе 2 математические модели преобразователей, алгоритмы нахождения решений кусочно-непрерывных функций и математические методы позволяют создать полную методику расчета трехфазных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности с учетом нелинейной динамики и бифуркационного подхода к проектированию.

При расчете математических моделей корректоров стоит обратить внимание на скорость и точность результатов. Главным фактором, влияющим на эти характеристики, является используемые численные методы. Явления нелинейной динамики должны достаточно хорошо визуализироваться для правильной и адекватной их оценки. Поэтому высокие требования предъявляются и к графической составляющей в возможности визуализации и удобного интерфейса взаимодействия между пользователем и программой.

Требования к разрабатываемому программному комплексу:

1. Высокая точность, адекватность модели реальному объекту и высокая скорость расчета.
2. Архитектура программного комплекса должна быть модульной и предоставлять возможности к добавлению новых математических моделей без

затрагивания остальных модулей программы.

3. Интерфейс пользователя должен быть интуитивно-понятным, не перегруженным и удобным при работе с данными, их визуализацией и экспортом/импортом данных в стандартные форматы.

4. Непредвиденные ошибки, зацикливания и возможные несходимости численных методов должны быть обратимыми и позволять остановку вычислений, либо перезапуск программы без нарушения работоспособности.

3.2. Структура и интерфейс программного комплекса

Программный комплекс *PhaseCOR* предназначен для моделирования статических и динамических процессов работы трехфазных импульсных преобразователей коррекцией коэффициента мощности. Комплекс разработан в среде научных и инженерных расчетов *Matlab* с использованием его встроенных математических функций.

Комплекс представляет программную разработку с графическим интерфейсом, позволяющий пользователю быстро ориентироваться в выборе параметров схем замещения конкретного преобразователя и настроек моделирования. Минимальными системными требованиями является процессор *Intel Atom* или аналогичный, 2 Гб оперативной памяти и около 2 Гб свободного места на жестком диске, установленное приложение *Matlab Runtime*.

Комплекс «PhaseCor», структура которого представлена на рис. 3.1, включает системы и модули, оформленные в виде отдельных программ, реализующие математические модели, представленные в главе 2, а также осуществляющие дополнительные функции необходимые при проведении исследований работы преобразователей.

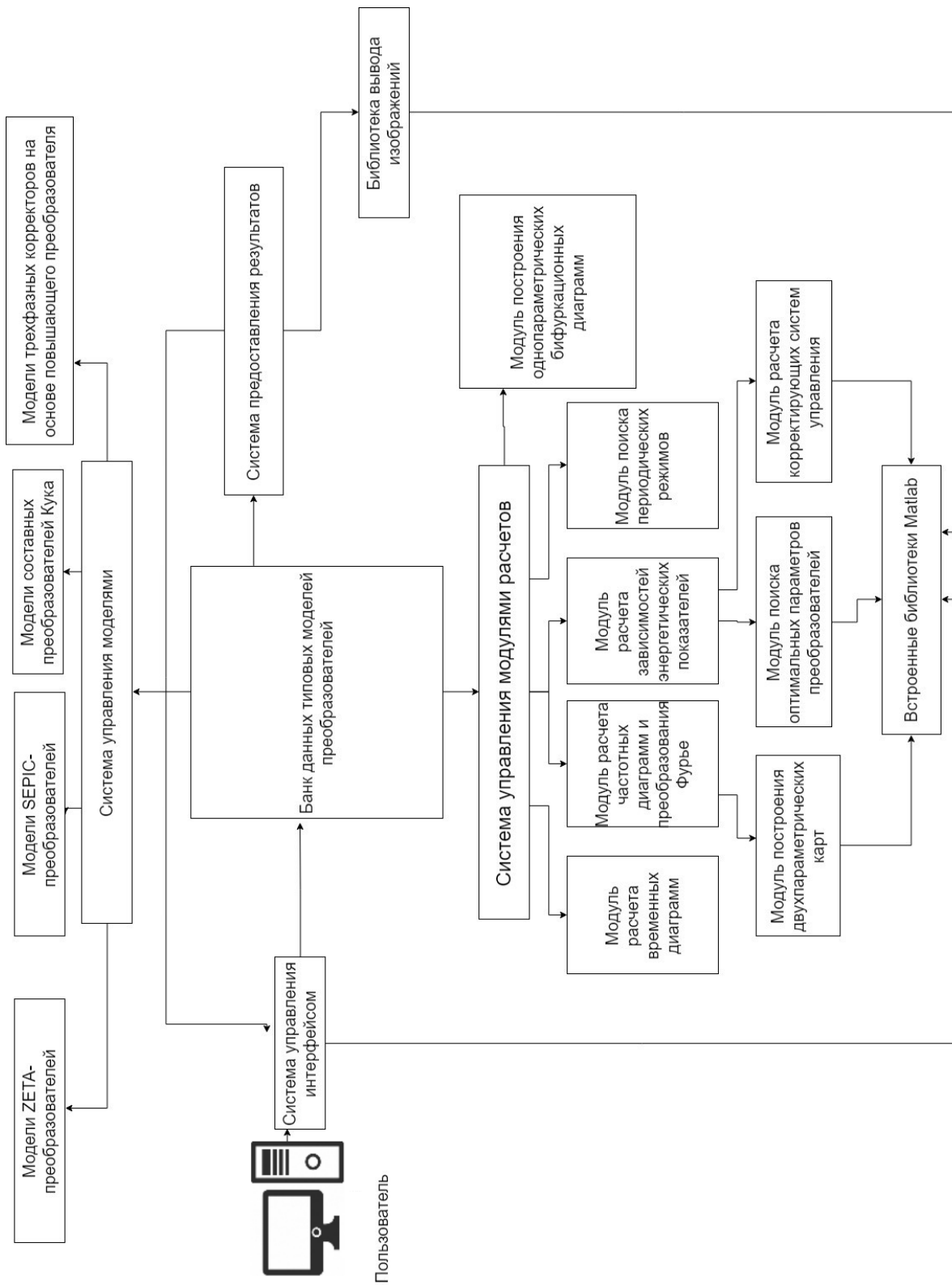


Рис. 3.1. Структура программного комплекса «PhaseCor»

В составе комплекса модуль расчета временных диаграмм выходного напряжения, потребляемого из сети тока, временных диаграмм работы системы управления преобразователем, включающий также спектральный анализ сигналов, для определения качества входного или выходного сигнала преобразователя в том или ином режиме функционирования; модуль поиска периодических режимов; модуль расчета однопараметрических бифуркационных диаграмм; модуль расчета двухпараметрических карт динамических режимов; модуль расчета однопараметрических и двухпараметрических диаграмм и номограмм зависимостей энергетических показателей от параметров системы с коррекцией коэффициента мощности; модуль построения инженерных характеристик в виде зависимостей размаха колебаний от параметров системы с коррекцией коэффициента мощности, позволяющих определять наиболее оптимальные режимы функционирования системы; модуль автоматического поиска параметров системы с коррекцией коэффициента мощности, при которых обеспечиваются экстремальные значения энергетических показателей. Архитектура *Phasecor* представлена на рис.3.2.

Система управления комплексом является основным компонентом, из названия которого следует, что основной его целью является управление связями внутри комплекса и между моделями, а также организация интерфейса.

При запуске программы на экране появляется главное окно программы (рис. 3.3), на левой части окна расположены кнопки, при нажатии на которые осуществляется настройка параметров схемы замещения преобразователя, настройка параметров моделирования (задание параметров модели, выбор математических методов Ньютона или Мюллера для расчетов, выбор точности расчетов) и запуск расчетов (вывод динамических диаграмм работы, задание и вывод однопараметрических, двух- и трехпараметрических бифуркационных карт.

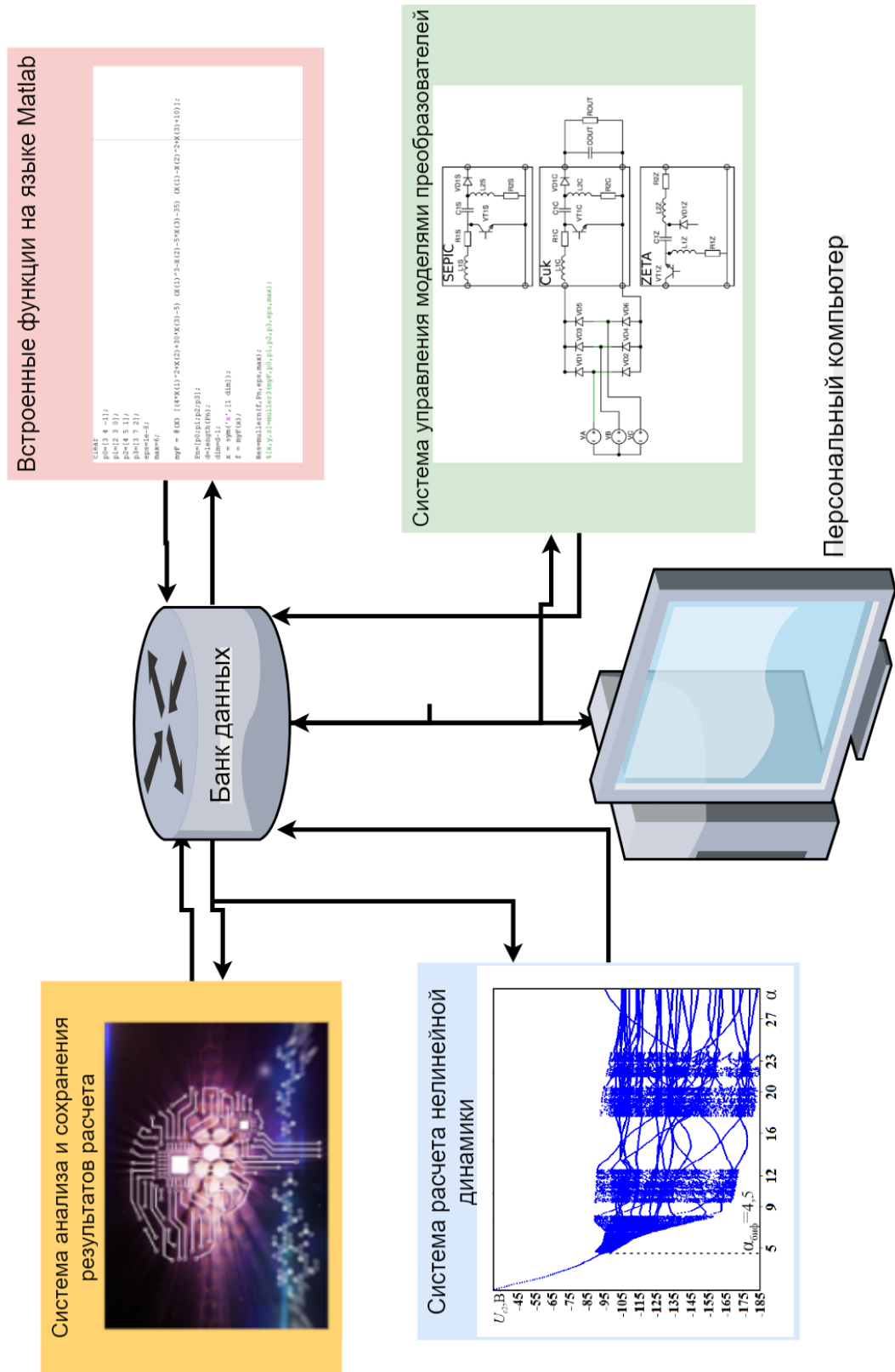


Рис. 3.2. Аproxимирова Phasecor

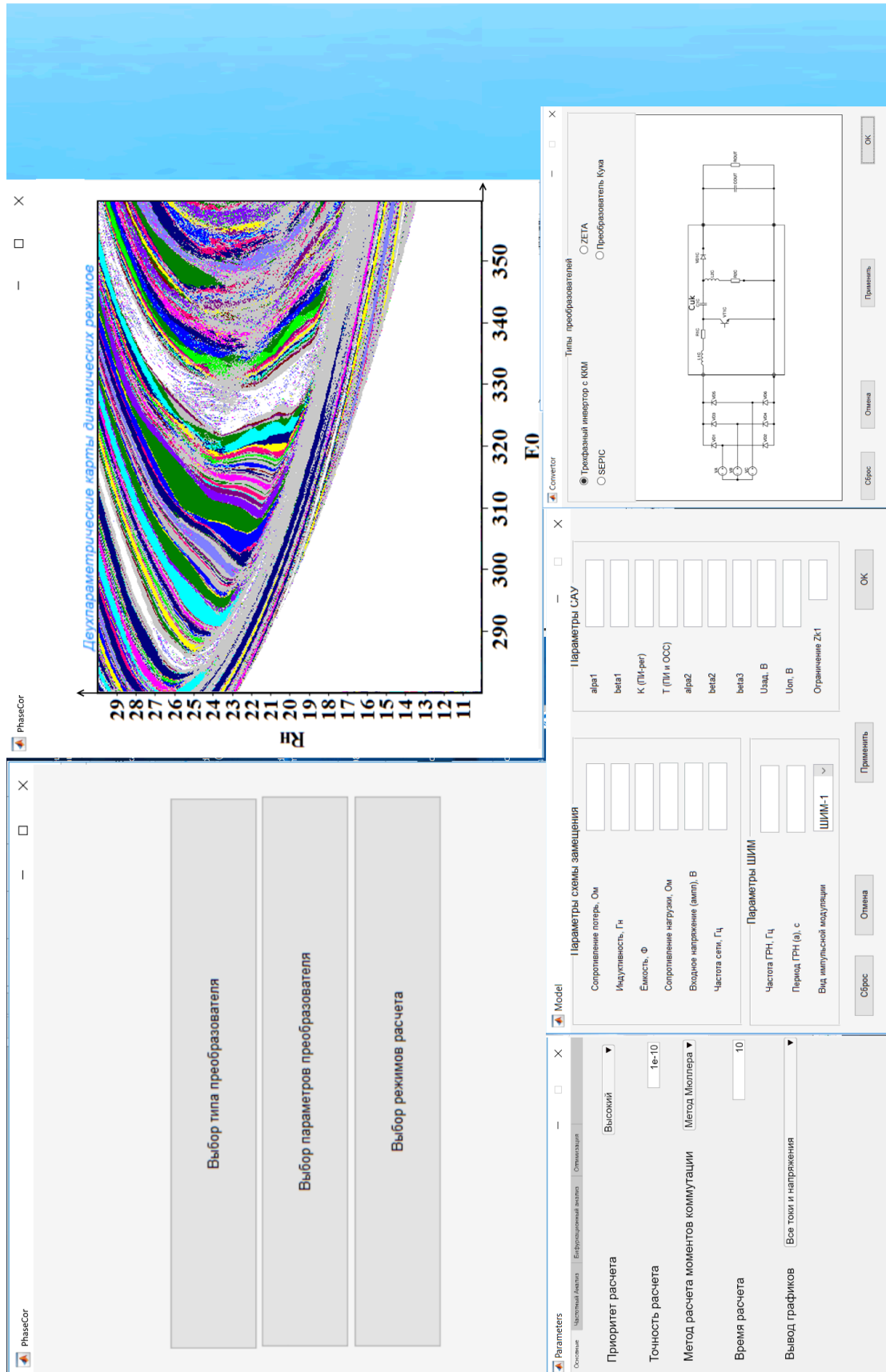


Рис. 3.3. Интерфейс программы Phasecor

Кнопка «STOP», позволяет принудительно остановить расчет. В меню «Настройки» и «Расчет» функции всех кнопок продублированы. Результаты построений и моделирований представлены на рис. 3.4 - 3.5. При загрузке модуля внизу главного окна появляется надпись о выборе схемы замещения преобразователя, после чего можно осуществлять расчет.

Пользователь может выбрать тип преобразователя (трехфазный повышающий преобразователь, SEPIC, Zeta или Преобразователь Кука), входное напряжение, коэффициент заполнения, индуктивность фильтра, сопротивление индуктивности, ёмкость фильтра, сопротивление ёмкости, сопротивление нагрузки и частоту переключений, параметры регулятора обратной связи.

Представленный комплекс имеет свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2017660073. Встроенный в комплекс метод определения моментов коммутации на тактовом интервале имеет свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2017660070.

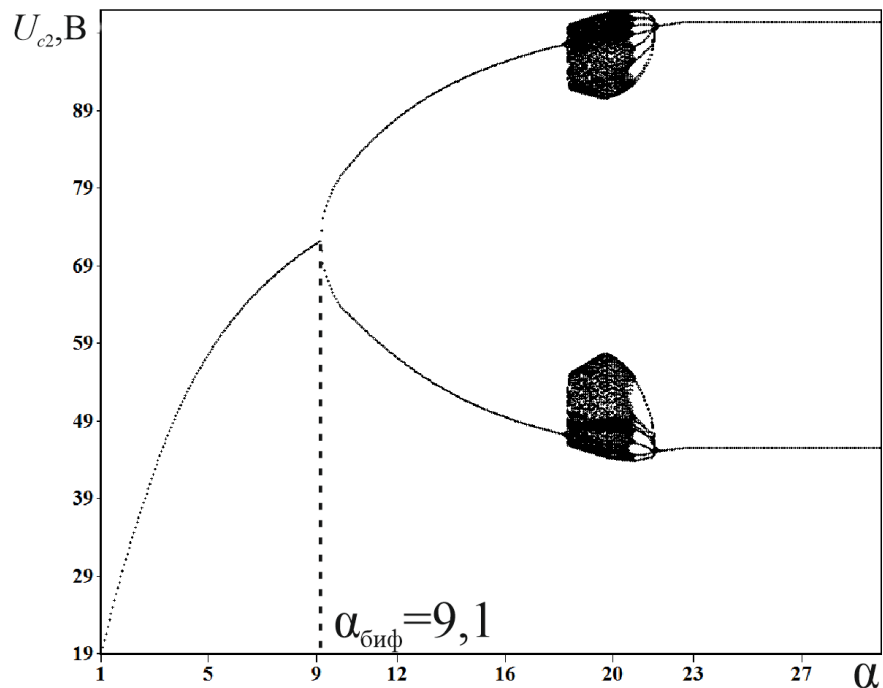


Рис. 3.4. Однопараметрическая бифуркационная диаграмма преобразователя Zeta в Phasecor

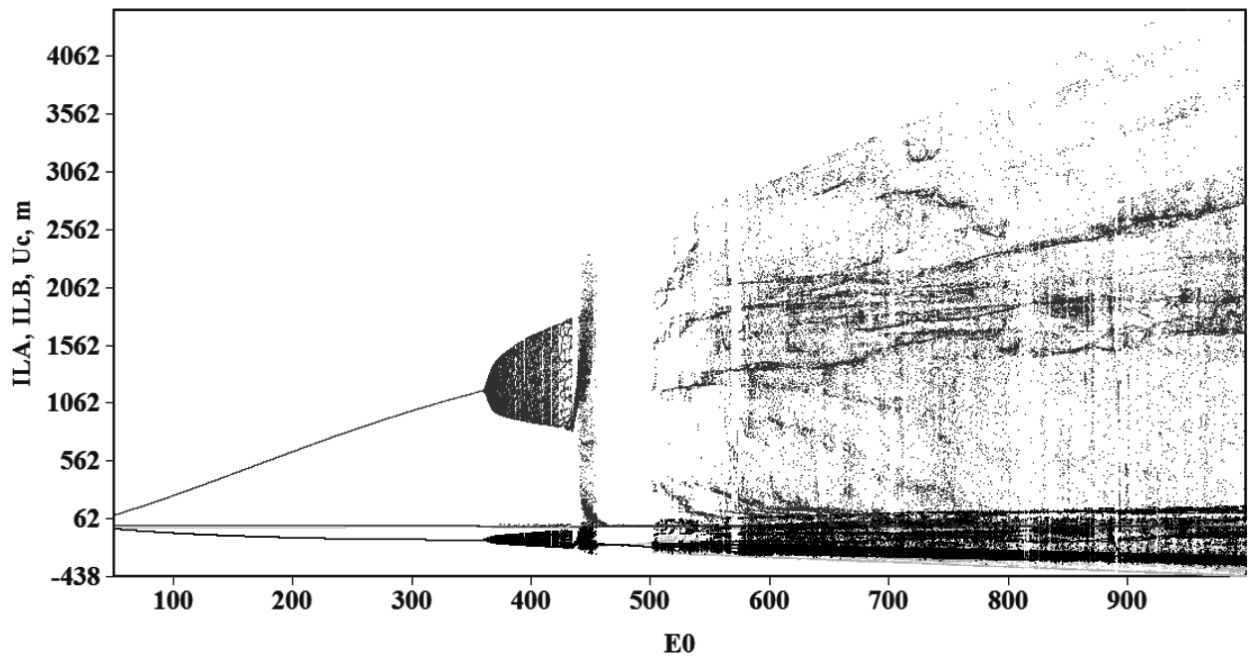


Рис. 3.5. Однопараметрическая бифуркационная диаграмма трехфазного повышающего преобразователя в Phasecor

3.3. Верификация получаемых результатов моделирования трехфазных импульсных преобразователей в «PhaseCor» и «Matlab»

Для подтверждения адекватности и точности созданной математической модели была взята блочная модель повышающего импульсного преобразователя (рис.3.6) и преобразователя SEPIC (рис.3.7) с коррекцией коэффициента мощности в *Matlab SimPowerSystems*..

Результаты, полученные в ходе моделирования, позволяют сделать вывод о правильности разработанных математических моделей, полученных в главе 2.

На рис. 3.8 и рис. 3.9 представлены результаты моделирования повышающего преобразователя в системе *SimpowerSystems* и комплексе *PhaseCor*. Из диаграммы мгновенных значений выходного напряжения можно увидеть, что результаты моделирования идентичны, расхождение составляет менее 3% и вызвано применением разных математических моделей при расчетах.

В результате измерений модели в *Phasecor* и *Simulink* с одинаковым шагом дискретизации (10^{-8}) рассчитываются на ПК с Intel Core i5 и 8 Гб оперативной памяти за 123 секунд и 1576 секунд соответственно, что говорит о ускорении расчета в более чем 10 раз. Такая скорость работы достигается применением эффективного численного метода, представленного в главе 2.

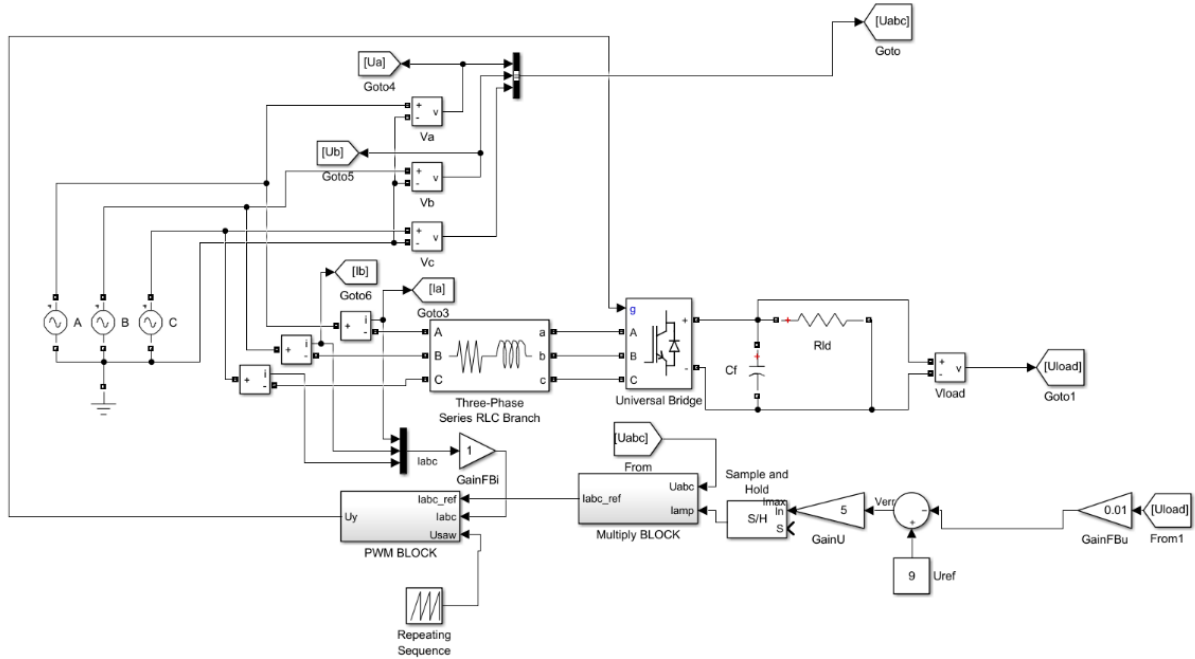


Рис.3.6. Блочная модель трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности в Matlab Simulink

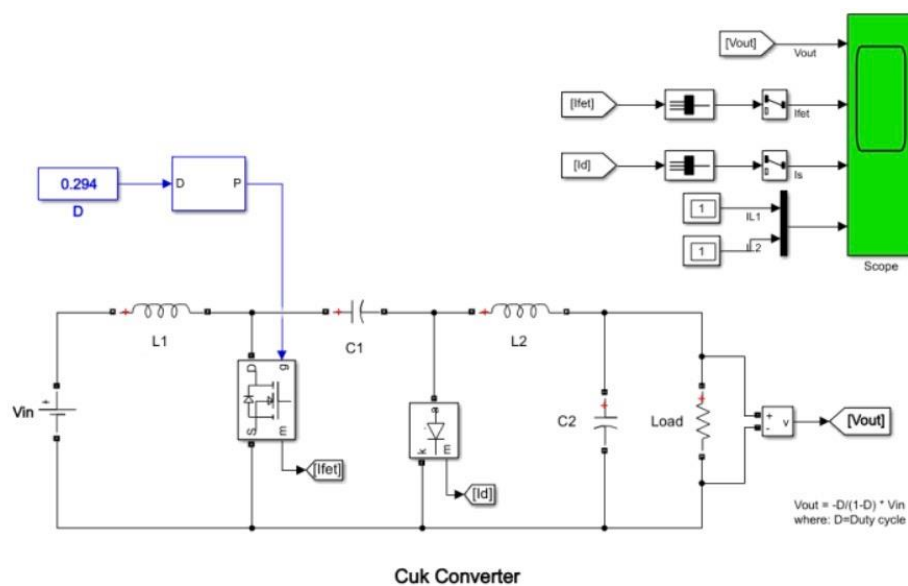


Рис.3.7. Блочная модель преобразователя SEPIC в Matlab Simulink

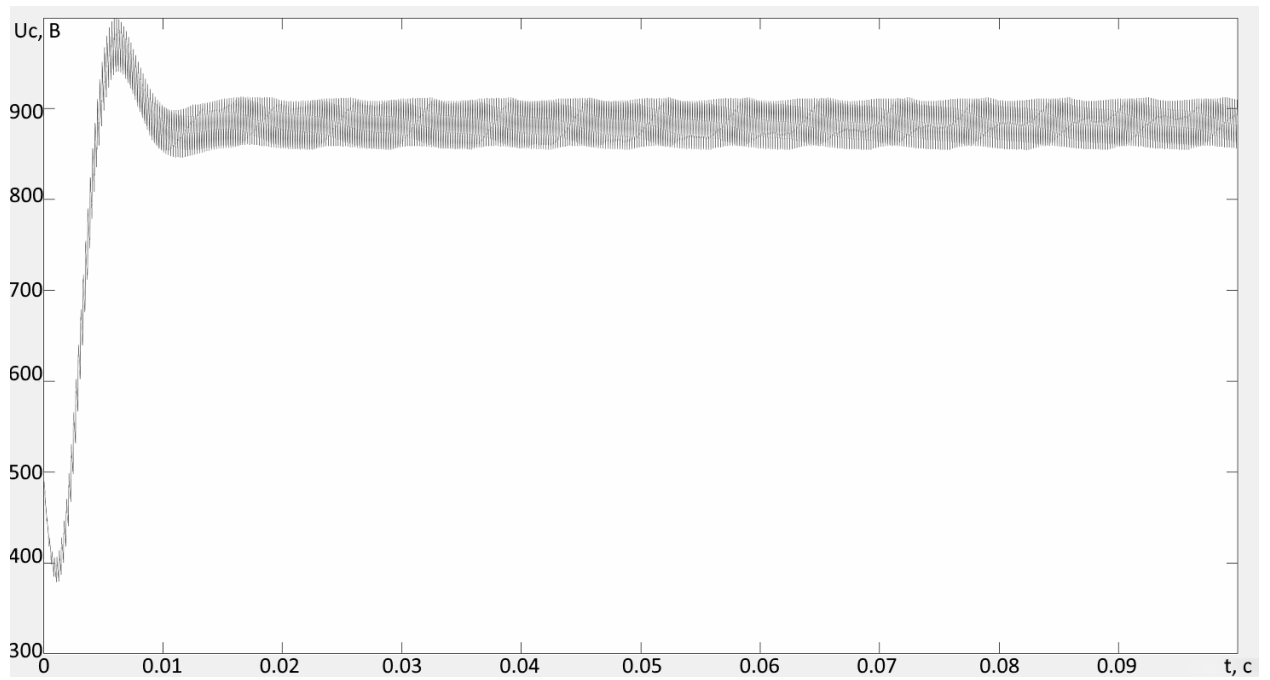


Рис. 3.8. Выходное напряжение трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности в PhaseCor

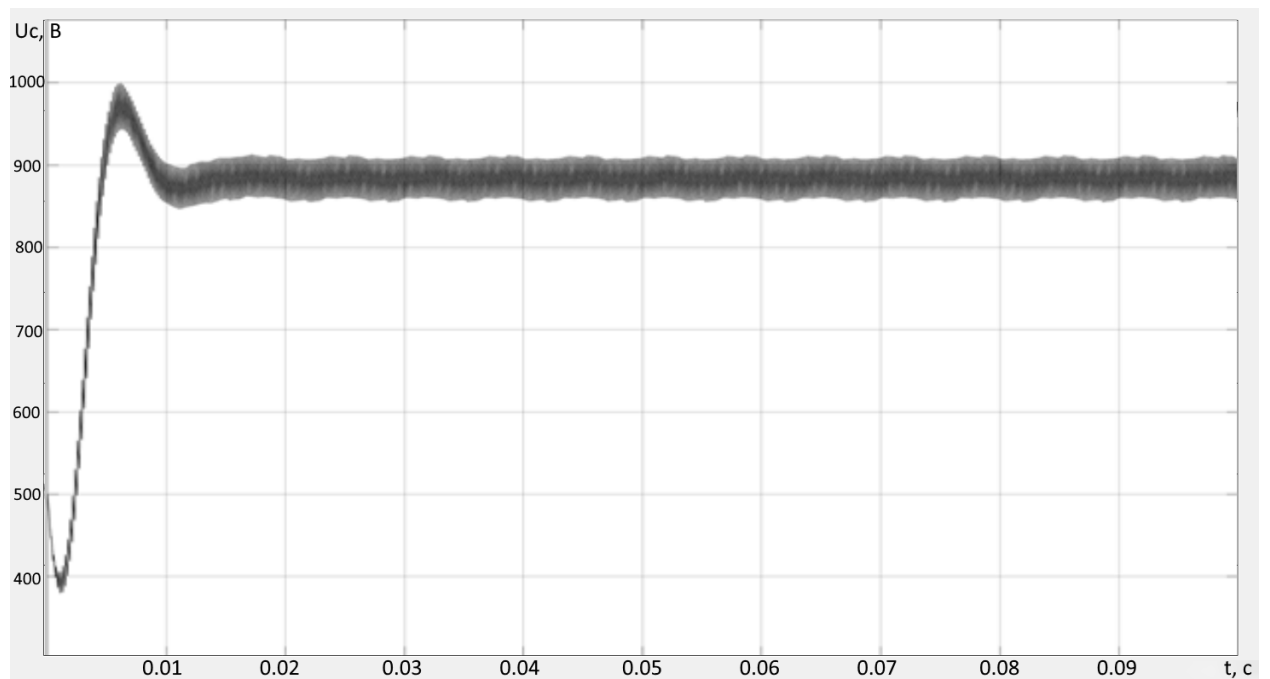


Рис. 3.9. Выходное напряжение трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности в SimPowerSystems

3.4. Выводы

Сформулированы требования к созданию программного комплекса анализа нелинейных динамических процессов 3Ф-ИПКМ и на основе их представлен программный комплекс *PhaseCOR*, предназначенный для моделирования статических и динамических процессов работы трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности. Комплекс разработан в среде научных и инженерных расчетов *Matlab* с использованием его встроенных математических функций.

Для верификации, подтверждения адекватности и точности созданных поведенческих моделей было проведено сравнение результатов, полученных в комплексе *Phasecor* с блочными моделями *Matlab SymPowerSystems*, результатом которого стало подтверждение работоспособности представленных моделей. Показано, что, полученные в программном комплексе *Phasecor* и *Matlab*, результаты моделирования идентичны, расхождение составляет менее 3%, скорость расчета по сравнению с блочной моделью увеличена более чем в 10 раз с помощью использования эффективного численного метода, представленного в главе 2.

ГЛАВА 4. АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ТРЕХФАЗНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАЗРАБОТАННЫХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ

При использовании трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности в работе регистрируются сложные динамические явления, выводящие преобразователь из номинального режима работы и критически уменьшающие значения основных показателей такого типа преобразователей (коэффициент мощности) вследствие чего увеличиваются искажения и всплески напряжения в сети, к которой они подключены. Для снижения влияния таких динамических явлений или полного их исчезновения в трехфазных преобразователях требуется изначально понять природу этих нелинейных явлений с помощью предложенных в работе моделей. Достаточно исследовав происходящие в преобразователе бифуркации, можно прийти к выводам как нивелировать их влияние при проектировании реального устройства. Представленный подход называется бифуркационным подходом к проектированию импульсных преобразователей.

4.1. Бифуркационный анализ трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности на основе мостового инвертора

Исследование бифуркационных явлений в импульсной силовой электронике в большинстве научных работ проводится на основе простейших однофазных преобразователей постоянного напряжения и их модификаций. Главной особенностью трехфазных импульсных преобразователей с

коррекцией коэффициента мощности в отличие от преобразователей постоянного напряжения можно назвать присутствие периодического воздействия от трехфазного источника с частотой сети, позволяющего говорить о периоде цикличности динамических процессов в таких преобразователях.

Исследование динамических процессов в импульсных преобразователях с коррекцией коэффициента мощности проводилось в работах [99,102,110]. В основном построение математических моделей преобразователей в этих работах осуществлялось с помощью метода установления, использование которого не позволяет проводить анализ нелинейных явлений, происходящих в преобразователе.

Проектный одноцикловый номинальный режим работы импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности будет отличаться от одноциклового режима в стандартных преобразователях постоянного напряжения из-за появления внешнего низкочастотного воздействия от трехфазной сети переменного тока.

При работе импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности с использованием замкнутой САУ выходное напряжение и ток могут иметь периодический, квазипериодический или хаотический характер колебаний [33,122]. Такие колебания большой амплитуды возникают из-за нелинейности в замкнутых САУ импульсных преобразователей. Эти явления представляют большую опасность для самого преобразователя и для подключенных к той же сети потребителей (так как могут возникать большие всплески и колебания входного тока преобразователя). Избавиться от такого рода явлений можно корректным подбором значений параметров корректирующего устройства или частоты квантования. При разработке импульсного преобразователя с замкнутой САУ следует учитывать нелинейные динамические свойства и использовать бифуркационный подход [33].

Основной задачей бифуркационного анализа импульсных преобразователей является нахождение местоположения первой бифуркационной границы на параметрических бифуркационных картах преобразователя. Эта граница так же является предельной для области номинального одноциклового режима и при её прохождении преобразователь переходит в сложные многоцикловые или хаотические режимы, при которых его работа не оптимальна и существует большая вероятность поломки. Для оценки опасности для преобразователя той или иной границы перехода обязательно нужно проанализировать значение амплитуд колебаний токов и напряжений при попадании преобразователя в эту границу работы.

Под номинальным одноцикловым режимом понимается такой режим, заданный разработчиком при проектировании преобразователя, при котором период колебаний генератора развертывающего напряжения ШИМ совпадает с периодом колебаний выходного напряжения. При этом амплитуда колебаний выходного напряжения соответствует техническому заданию на разрабатываемый импульсный преобразователь. [33].

Поиск научных работ о нелинейной динамике трехфазных импульсных преобразователей не привел к нахождению схожих работ, так как зачастую нелинейная динамика по какой-то причине игнорируется при исследовании моделей преобразователей [99, 110]. Основную часть таких работ составляют тезисы докладов в сборниках зарубежных профессиональных конференции [102]. Большие работы по тематике нелинейной динамики в импульсных преобразователях с коррекцией коэффициента мощности отсутствуют.

Для проведения бифуркационного анализа нелинейной динамики модели трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией мощности использовались модификации способов, рассмотренных в [4].

Параметры, выбранные для модели рассчитаны на основе стандартных методик и представлены ниже: $U_m = 311$ В; $\omega = 314$ Гц; $R_n = 30$ Ом; $f_{кв} = 40$ кГц; $R_{L1} = R_{L2} = R_{L3} = 1$ ом; $L_1 = L_2 = L_3 = 0.8$ мГн; $C = 25$ мкФ; $U_p = 10$ В; $U_{3н} = 7$ В; $\alpha_1 = 50$; $\alpha_2 = 0.5$; $\beta_1 = 0.015$; $\beta_2 = 1$; $\beta_3 = 0.0015$.

Бифуркационная двухпараметрическая карта динамических режимов 3Ф-ИПКМ, рассчитанная на основании представленных выше параметров в программном комплексе “Phasecor”, показана на рис. 4.1. На ней построены области динамических режимов и их границы в пространстве входного и выходного параметров преобразователя: амплитуды входного напряжения U_m и сопротивления нагрузки R_n . Области существования различных динамических режимов отмечены символами Π_{ij} (i – m -цикл, характерный для данной области, j – номер области на карте динамических режимов). В частности, область $\Pi_{1,1}$ окрашена белым цветом и является первой областью существования номинального одноциклового режима с частотой ω (данная область является оптимальной для работы преобразователя). Область Π_x соответствует хаотическому режиму функционирования преобразователя, при котором не наблюдается цикличность ($m \rightarrow \infty$).

На двухпараметрической карте (рис. 4.1.), область номинального одноциклового режима ограничена снизу по параметру сопротивления нагрузки и при стандартной амплитуде входного напряжения $U_m = 310$ В преобразователь может пересечь границу номинального режима и уйти в многоцикловые или хаотические режимы при снижении сопротивления нагрузки R_n до 20 Ом. При увеличении входного напряжения происходит сужение номинального одноциклового режима и переход бифуркационной границы может наблюдаться уже при больших значениях сопротивления нагрузки. За бифуркационной границей возможны совершенно различные варианты поведения преобразователя. При номинальном значении входного напряжения $U_m = 310$ В и сопротивлении нагрузки $R_n = 13$ Ом преобразователь будет находиться в двухцикловом режиме, то есть период колебаний на выходе преобразователя будет в два раза выше чем задающий период ШИМ в системе управления импульсным преобразователем. Отсюда следует что, нежелательно использовать преобразователь с низкоомной нагрузкой.

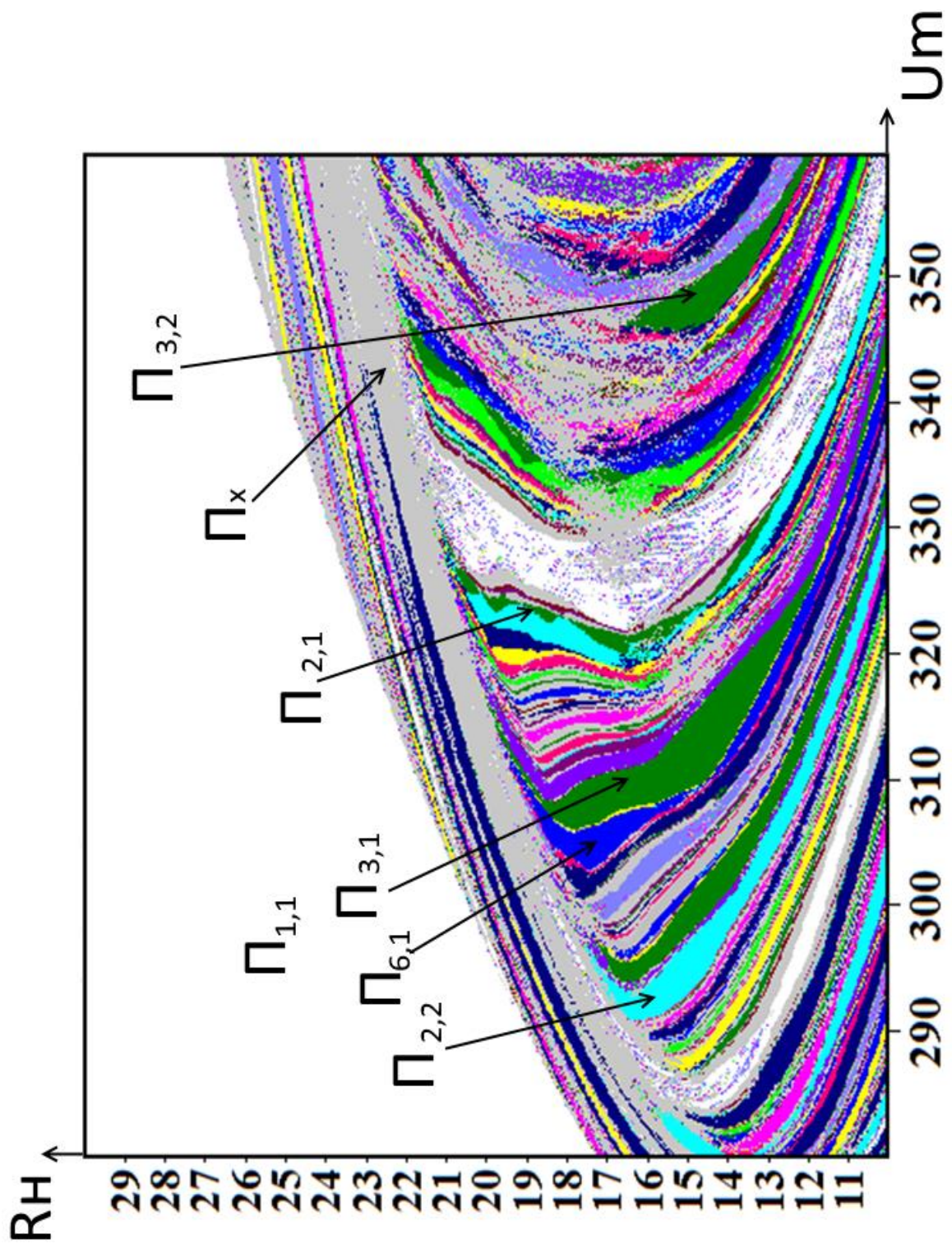


Рис. 4.1. Бифуркационная двухпараметрическая карта динамических режимов 3Ф-ИПКМ на основе повышающего преобразователя

Рассмотрим однопараметрическую бифуркационную диаграмму 3Ф-ИПКМ на основе повышающего преобразователя построенную от зависимости переменных состояния (напряжения на выходе U_{out} , токов в индуктивностях I_{L1} и I_{L2} преобразователя) и значения m -цикла от значения входного амплитудного напряжения U_m в фазах (рис.4.2), построенную в “Phasecor”.

Бифуркационное критическое значение входного фазного амплитудного напряжения $U_m = 333$ В (это значение на 7 % выше номинального стандартного напряжения и такая ситуация роста напряжения может произойти в любой стандартной трехфазной сети). За данным граничным значением возникают квазипериодические колебания и преобразователь может попасть в нежелательный режим с некоторой m -циклическостью. Такой режим приводит к высокому значению колебаний выходного напряжения. В тоже время при входных амплитудных напряжениях $U_m = 350$ В, 355 В и 368 В существуют небольшие окна стабильности, однако поведение преобразователя в них так же находится за границей номинального режима.

На основании рис. 4.1 и рис. 4.2 можно утверждать, что выход в многоцикловые режимы работы является причиной снижения КПД, перегрева и выхода из строя трёхфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности.

Так же с помощью “Phasecor” построена двухпараметрическая карта динамических режимов на рис.4.3. На ней отображены области динамических режимов и их границы в пространстве параметра обратной связи системы управления (напряжения задания U_3) и значения амплитудного входного напряжения U_m . Бифуркационным критическим значением на карте (рис. 4.3) является значение амплитудного входного напряжения фазы $U_{mкр} = 339$ В, превышение которого переводит преобразователь из номинального одноциклового режима в один из вариантов многоциклового или хаотического режимов. К примеру, это могут быть трехцикловые или шестицикловые режимы. В этих режимах период колебаний на выходе преобразователя будет

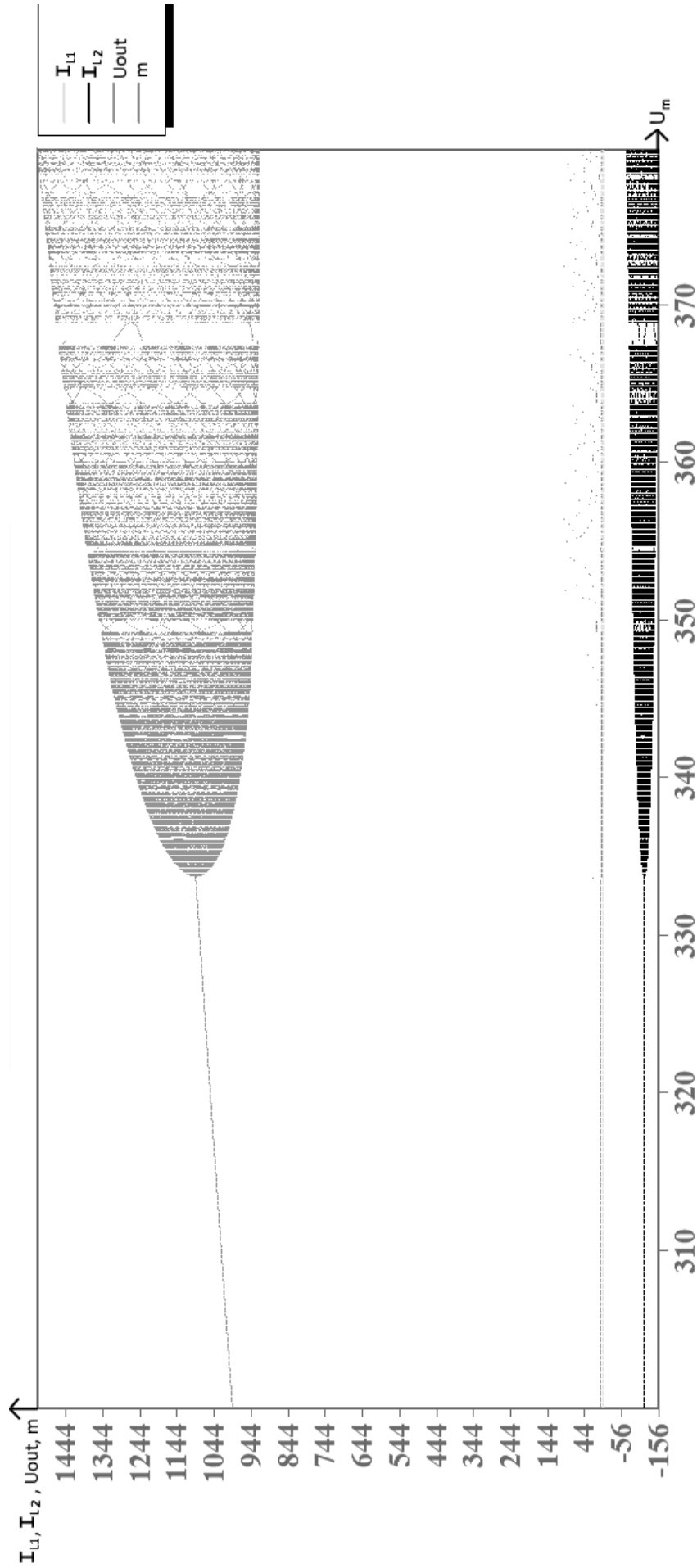


Рис. 4.2. Однопараметрическая бифуркационная диаграмма 3Ф-ИПКМ на основе повышающего преобразователя

соответственно в три или шесть раз выше, чем задающий период ШИМ. Таким режимам характерны высокие значения нежелательных колебаний выходного напряжения.

При исследовании 3Ф-ИПКМ в “Phasecor” также построены бифуркационные диаграммы зависимости напряжения на выходном конденсаторе фильтра U_c (рис.4.4, а) и значений мультипликаторов матрицы монодромии периодических режимов U_c (рис.4.4, б) от входного амплитудного напряжения U_m .

Из рис.4.4, б видно, что при росте амплитудного входного напряжения U_m происходят разрывы первого рода. При значениях мультипликаторов соотнесенных с значениями входного напряжения U_m в разрывах на диаграмме рис.4.4, а происходят С-бифуркации связанные с изменением типа решения, при которых изменяется число коммутаций силовых ключей на тактовом интервале [33]. Исходя из полученных результатов можно говорить, что на всем периоде работы при изменении амплитуды входного напряжения присутствует номинальный одноцикловый режим работы, но при изменении амплитуды входного напряжения постоянно меняется его тип.

Первым критическим бифуркационным значением амплитуды входного напряжения является значение $U_{m\text{биф}1}=492$ В (рис. 4.4, а) при котором значительно искажается форма тока на входе и изменяется тип решения номинального одноциклового режима и значения мультипликаторов. Переход через вторую бифуркационную критическую точку $U_{m\text{биф}2}=520$ В, приводит к появлению суперкритической бифуркации [33]. При этом мультипликатор ρ_{2r} пересекает значение -1, что приводит к переходу к бифуркации удвоения периода. Переход через третью бифуркационную критическую точку $U_{m\text{биф}3}=524$ В приводит к смене типа решения и появляется двухцикловый режим, отличный от предыдущего.

Основным параметром для 3Ф-ИПКМ является коэффициент мощности. В “Phasecor” была построена однопараметрическая диаграмма зависимости коэффициента мощности от амплитуды входного напряжения U_m (рис. 4.5).

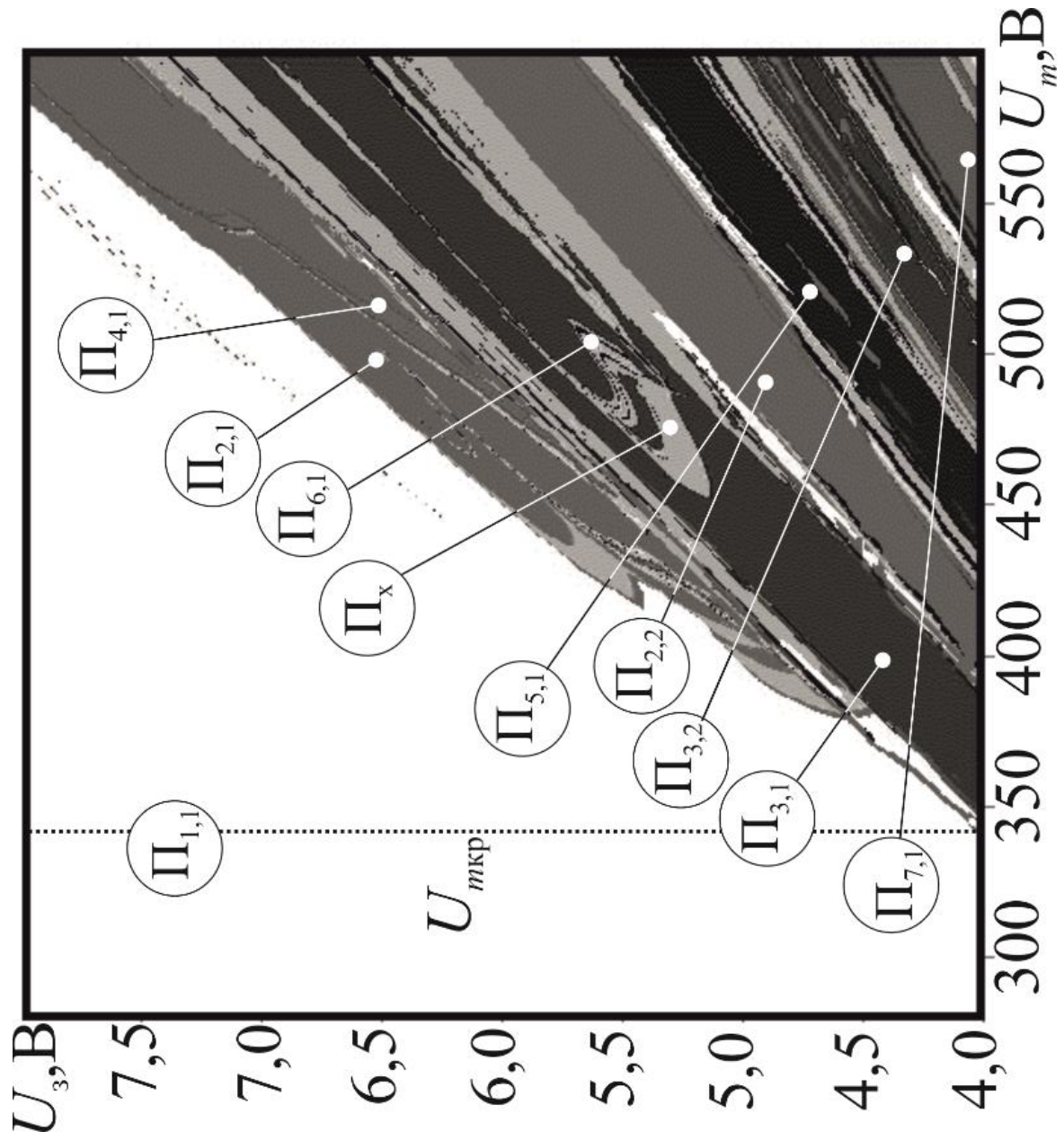
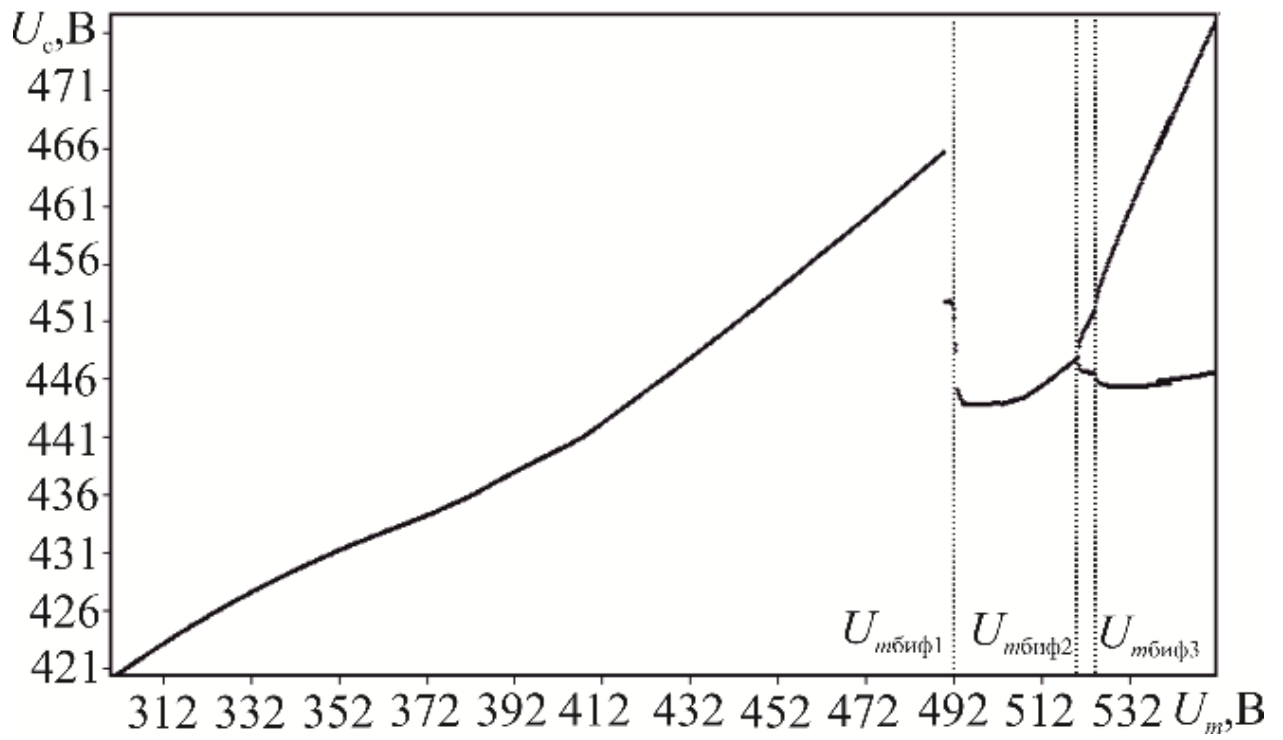
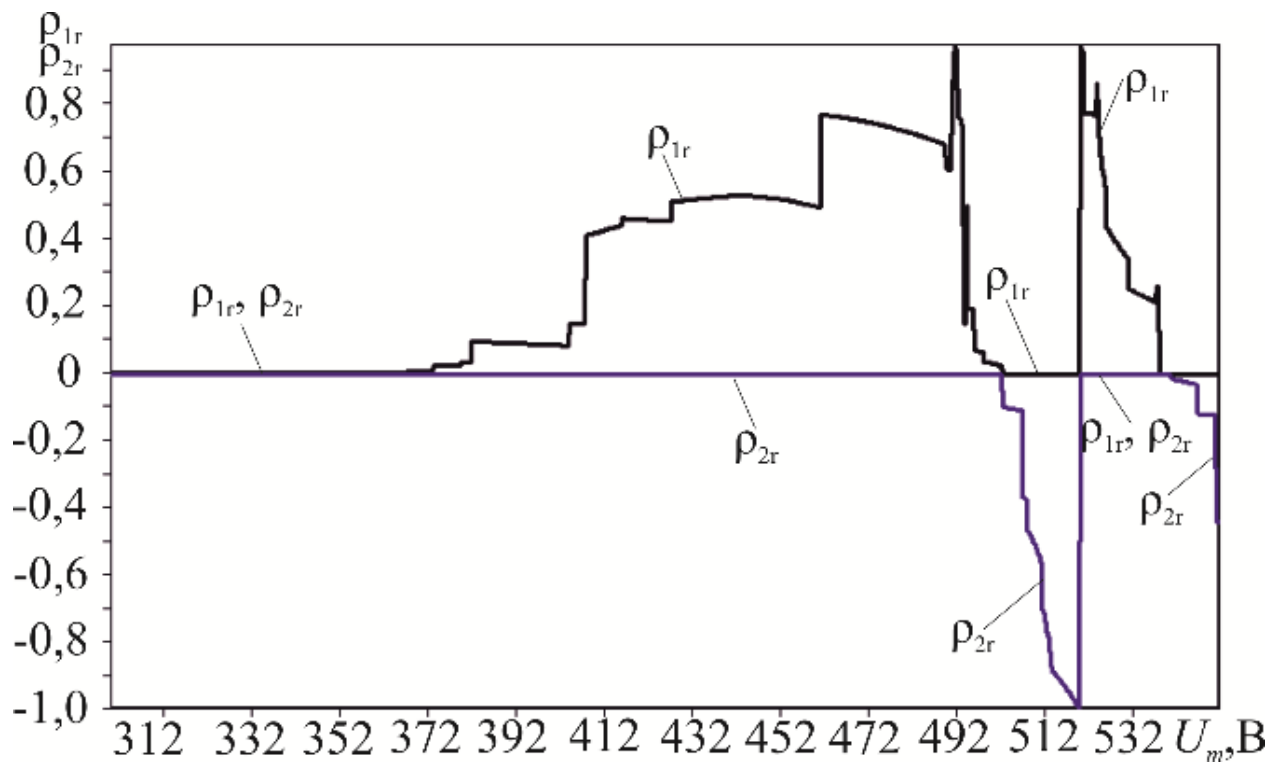


Рис. 4.3. Двухпараметрическая карта динамических режимов 3Ф-ИПКМ на основе повышающего преобразователя



а)



б)

Рис. 4.4. Однопараметрические диаграммы 3Ф-ИПКМ на основе повышающего преобразователя: а – бифуркационная диаграмма; б – диаграмма мультипликаторов периодических режимов

При рассмотрении диаграммы видно, что максимальное значение коэффициента мощности достигается при значении амплитудного входного фазного напряжения $U_m = 310$ В. Рост входного напряжения до 400 В приводит к снижению коэффициента мощности. Однако дальнейший рост напряжения приводит увеличению коэффициента мощности и в точке амплитудного входного фазного напряжения $U_m = 485$ В коэффициент мощности находится в точке глобального максимума $K_m=0,89$. Но незначительное превышение амплитудного входного фазного напряжения затем приводит к критически опасному падению коэффициента мощности до значения 0,77. Данное значение находится за границей минимального значения $K_{\min} = 0,8$. Это позволяет его считать критически опасным для выбранного 3Ф-ИПКМ на основе повышающего преобразователя.

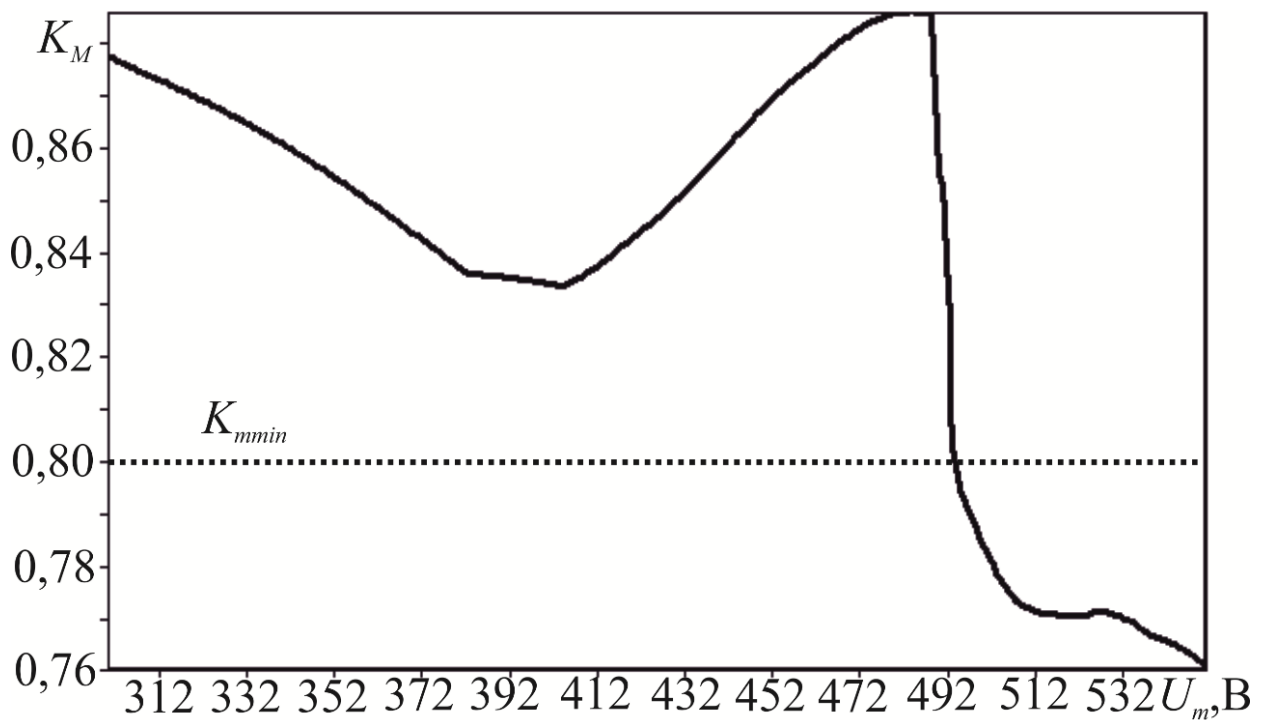


Рис. 4.5. Однопараметрическая диаграмма коэффициента мощности в 3Ф-ИПКМ на основе повышающего преобразователя

4.2. Бифуркационный анализ трехфазных однонаправленных понижающе-повышающих составных преобразователей

Был проведен сравнительный анализ карт динамических режимов и диаграмм относительного размаха колебаний трех вариантов составных преобразователей, рассчитанных исходя из необходимости получения одинаковых значений выходных напряжений при работе на одинаковую нагрузку.

В работе производится сравнение нелинейных динамических свойств преобразователей, номиналы дросселей и конденсаторов которых были рассчитаны по стандартным методикам [80, 81] при следующем наборе параметров: входное напряжение $E_0=100$ В, мощность нагрузки $P_n=100$ Вт, частота квантования $f_{кв}=50$ кГц, расчетное среднее значение коэффициента заполнения ШИМ $\gamma_{ср}=0,5$, коэффициент пульсаций напряжений конденсаторов $K_{пU}=4\%$, коэффициент пульсаций токов дросселей $K_{пI}=50\%$.

Наиболее полную информацию об особенностях нелинейной динамики системы дают карты динамических режимов, которые показывают разбиение пространства параметров на области существования различных периодических и хаотических режимов. Каждую карту целесообразно сопровождать диаграммой относительного размаха колебаний, которая показывает опасность той или иной области. Относительный размах колебаний определяется как $\Delta U_{отн}=\Delta U/\Delta U_{1max}$, где ΔU_{1max} – максимальный размах колебаний в области параметров, соответствующих проектному режиму (1-циклу); ΔU – абсолютный размах колебаний.

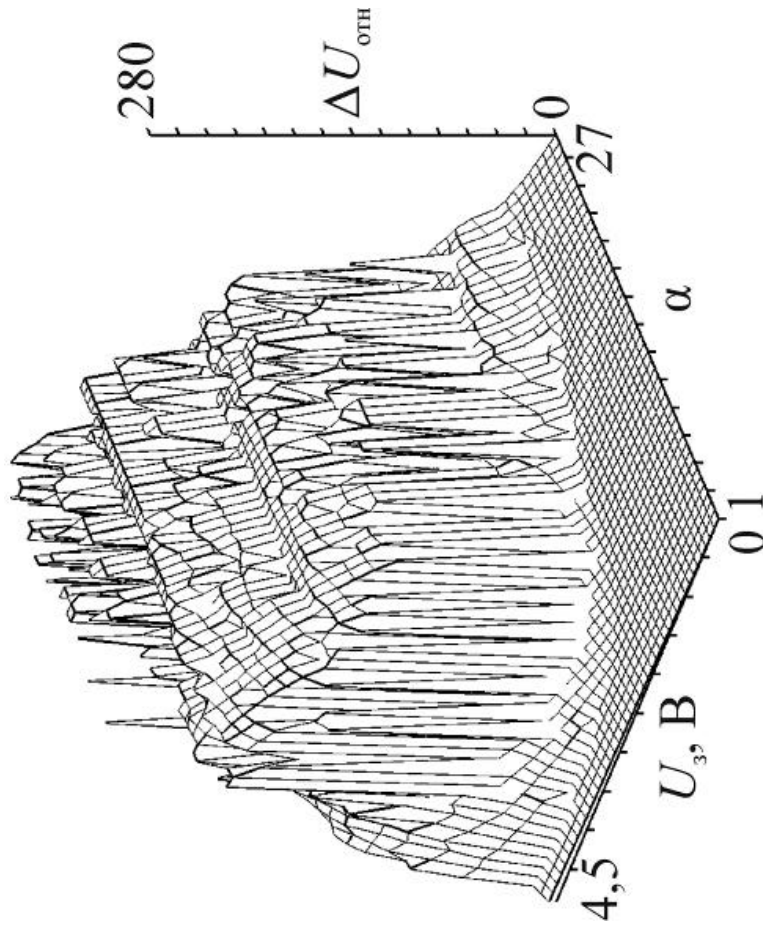
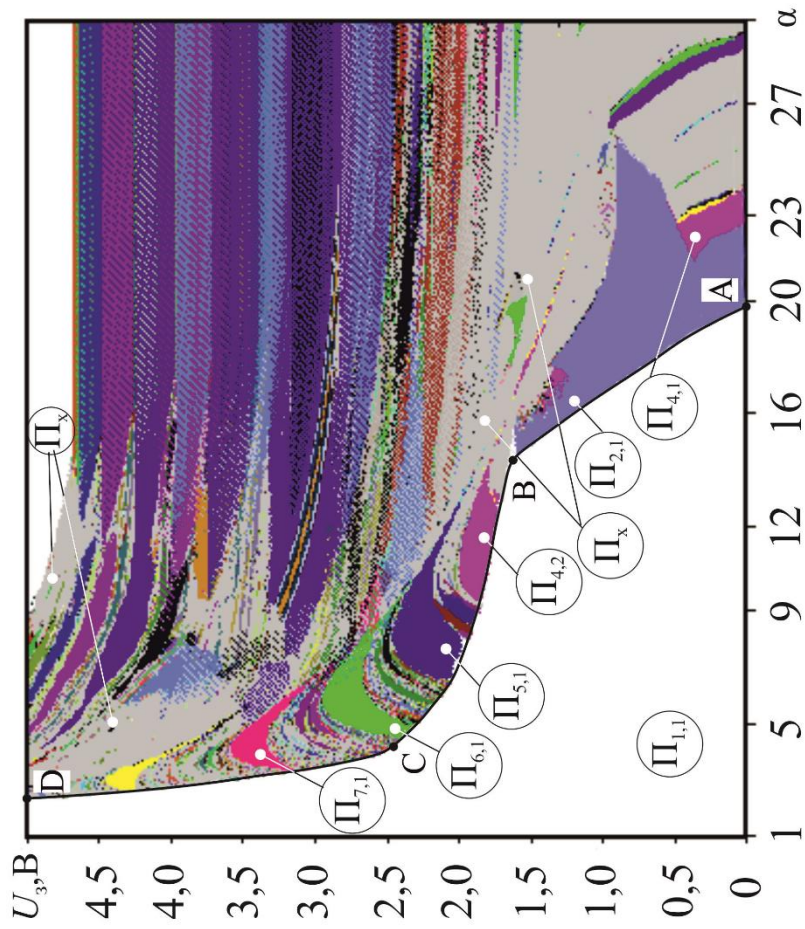
Карта динамических режимов преобразователя на несимметричной первичной обмотке (SEPIC). Данная карта приведена на рис. 4.6, а. Моделирование проводилось при следующем наборе параметров: $E_0=100$ В; $L_1=0,001$ Гн; $C_1=2,7$ мкФ; $R_1=4$ Ом; $L_2=0,0005$ Гн; $C_2=1,3$ мкФ; $R_2=4$ Ом; $R_{VDoff}=500$ кОм; $R_n=100$ Ом; $\beta=0,02$; $U_{оп}=10$ В; $T=0,00002$ с, максимальное значение коэффициента заполнения $\gamma_{max}=0,75$.

Как видно из рис. 4.6, топология областей существования периодических режимов достаточно сложна. Характерной чертой карты динамических режимов является присутствие области проектного 1-цикла (область $\Pi_{1,1}$), которая сужается с увеличением задающего воздействия U_3 .

Первая бифуркационная граница состоит из трех сегментов. Сегмент АВ представляет собой линию локальной суперкритической бифуркации [66]. На рис. 4.7, а представлена бифуркационная диаграмма при напряжении управления 0,3 В, соответствующая этому сегменту.

На бифуркационной диаграмме символами $R_{i,j}$ отмечены различные динамические режимы (i – m -цикл, j – номер режима на диаграмме). Как видно из рис. 4.7, а, точка $\alpha_1=18,33$ соответствует суперкритической бифуркации удвоения периода [67]. Это подтверждается данными рис. 4.7, б, где представлена диаграмма действительной части старшего мультипликатора, которая пересекает «-1» в точке α_1 . После точки α_1 возникает 2-цикл $R_{2,1}$ (область $\Pi_{2,1}$ на рис. 4.6, а), а 1-цикл $R_{1,1}$ становится седловым. Режим $R_{2,1}$ существует до точки $\alpha_2=21,71$. В точке α_2 на одном из тактов токи дросселя перестают пересекаться на одном из тактовых интервалов, т.е. момент коммутации z_{k2} становится равным единице (рис. 4.7, а) и происходит суперкритическая С-бифуркация удвоения периода [67] с возникновением 4-цикла $R_{4,1}$ (область $\Pi_{4,1}$ на рис. 4.6, а). Так называемые С-бифуркации характерны для кусочно-гладких систем, где периодическое решение характеризуется определенной последовательностью прохождения фазовой траекторией участков кусочной гладкости и, соответственно, характеризуется определенным порядком сшивания траектории из этих участков [67]. При определенных условиях возможны специфические нарушения, которые ведут к изменению числа этих участков.

В точке $\alpha_3=22,54$ момент коммутации z_{k1} на одном из тактовых интервалов пересекает нуль и происходит С-бифуркация смены типа решения после которой в системе возникает 4-цикл $R_{4,2}$ другого типа (рис. 4.7, а).



а)

б)

Рис. 4.6. Двухпараметрические диаграммы для SEPIC:

а – карта динамических режимов; б – диаграмма относительного размаха колебания выходного напряжения

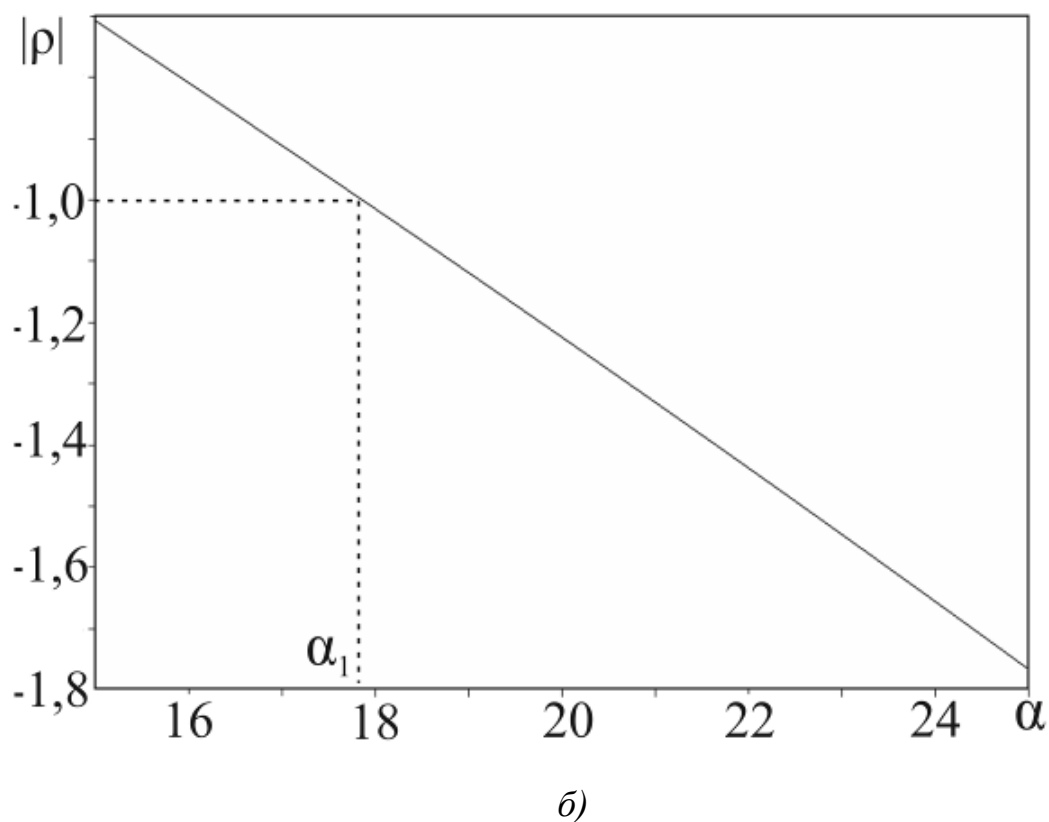
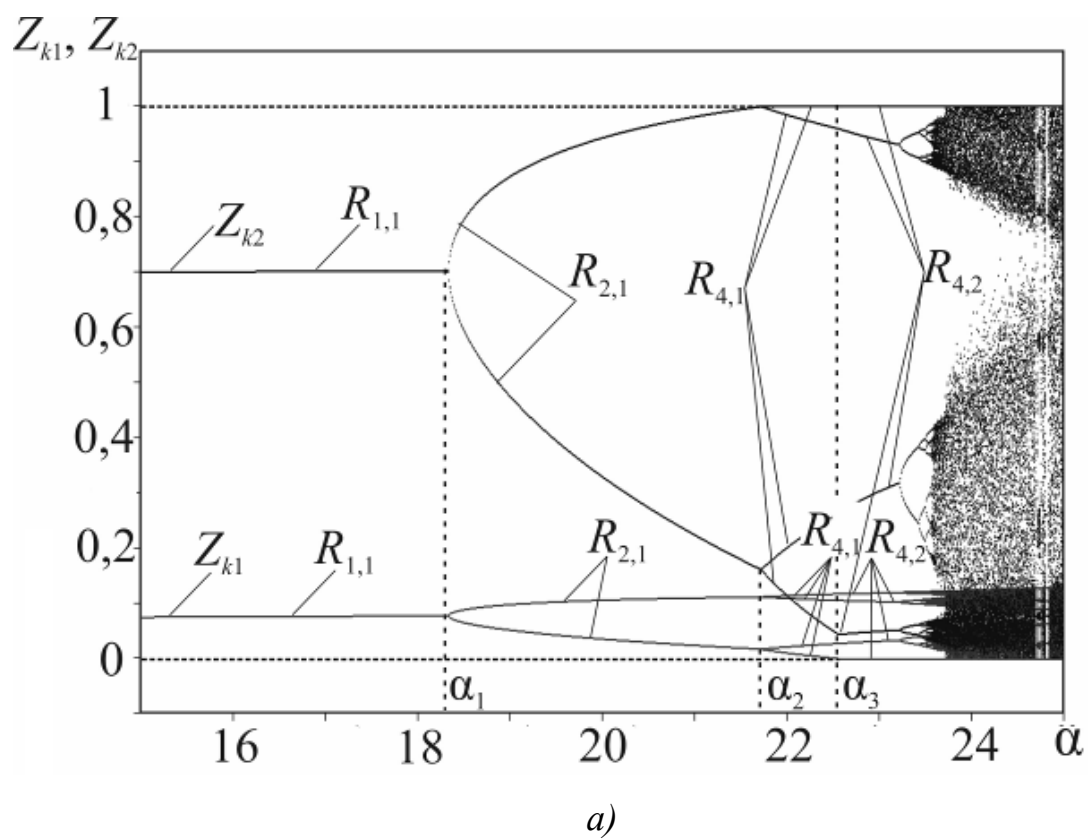


Рис. 4.7. Карты динамических режимов SEPIC: а – бифуркационная диаграмма при $U_3=0,3$ В; б – диаграмма эволюции старшего мультипликатора 1-цикла

При дальнейшем увеличении параметра α наблюдается каскад локальных суперкритических бифуркаций [33] с переходом к хаотическим колебаниям.

Линия BC на карте динамических режимов соответствует суперкритической C -бифуркации Неймарка-Саккера, когда в результате бифуркации мягко возникают квазипериодические колебания, связанные с рождением тора [17]. Пример бифуркационной диаграммы, соответствующей этой границе, представлен на рис. 4.8.

Как видно из рис. 4.8, до точки бифуркации $\alpha_1=4,26$ в системе существует 1-цикл $R_{1,1}$, и при этом наблюдается режим пересекающихся токов дросселя. В точке α_1 токи дросселя перестают пересекаться, и в системе возникают квазипериодические колебания. На интервале $[\alpha_1, \alpha_2]$ в системе наблюдаются многочисленные интервалы синхронизации на торе [17,33]. В точке α_2 начинается наиболее выраженный интервал синхронизации, соответствующий 6-циклу $R_{6,1}$ (область $\Pi_{6,1}$ на рис. 4.6, а). Границы этого интервала представляют собой точки C -бифуркаций, что позволяет отнести его к интервалу так называемой C -синхронизации [17]. Так, в точке $\alpha_2=4,53$ при движении вдоль оси α справа налево момент коммутации z_{k2} на одном из тактовых интервалов 6-цикла становится равным единице. То же самое можно сказать и про правую границу интервала (точка $\alpha_3=4,99$), где при движении вдоль оси α слева направо момент коммутации z_{k2} на одном из тактовых интервалов также пересекает единицу.

Рассмотрим участок первой бифуркационной границы CD . Бифуркационная диаграмма, соответствующая этому участку, представлена на рис. 4.9, а.

Первая точка бифуркации на данной диаграмме связана предположительно с локальной суперкритической бифуркацией Неймарка-Саккера [33], которая реализуется при пересечении модулей пары комплексно сопряжённых мультипликаторов единицы. Модули двух старших комплексно сопряженных мультипликаторов 1-цикла представлены на рис. 4.9, б. Данная бифуркация является мягкой и ее дифференциация с локальной

субкритической бифуркацией Неймарка-Саккера, которая является жесткой, может быть сделана только визуально, поэтому в подобных случаях в дальнейшем будут выдвигаться лишь предположения.

Интервал синхронизации на торе $[\alpha_2, \alpha_3]$ соответствует 7-циклу $R_{7,1}$ (область $\Pi_{7,1}$ на рис. 4.6, а), а его границы ($\alpha_2=3,44$ и $\alpha_3=3,96$) являются точками С-бифуркаций, аналогично интервалу $[\alpha_2, \alpha_3]$ на рис. 4.9, а.

Таким образом, можно сделать вывод, что на протяжении первой бифуркационной границы $ABCD$ происходят мягкие бифуркации, не связанные с существенным ростом амплитуды колебаний, однако анализ рис. 4.6, б показывает, что области $\Pi_{20,1}$, $\Pi_{19,1}$ и ряд других, лежащие недалеко от бифуркационной границы, соответствуют периодическим колебаниям с очень большой амплитудой, что нужно учитывать при выборе коэффициента усиления регулятора.

Область $\Pi_{1,2}$, наблюдающаяся при высоких значениях задающего воздействия U_3 , связана с достижением коэффициента заполнения своего максимального значения 0,75, т.е. система переходит в режим насыщения.

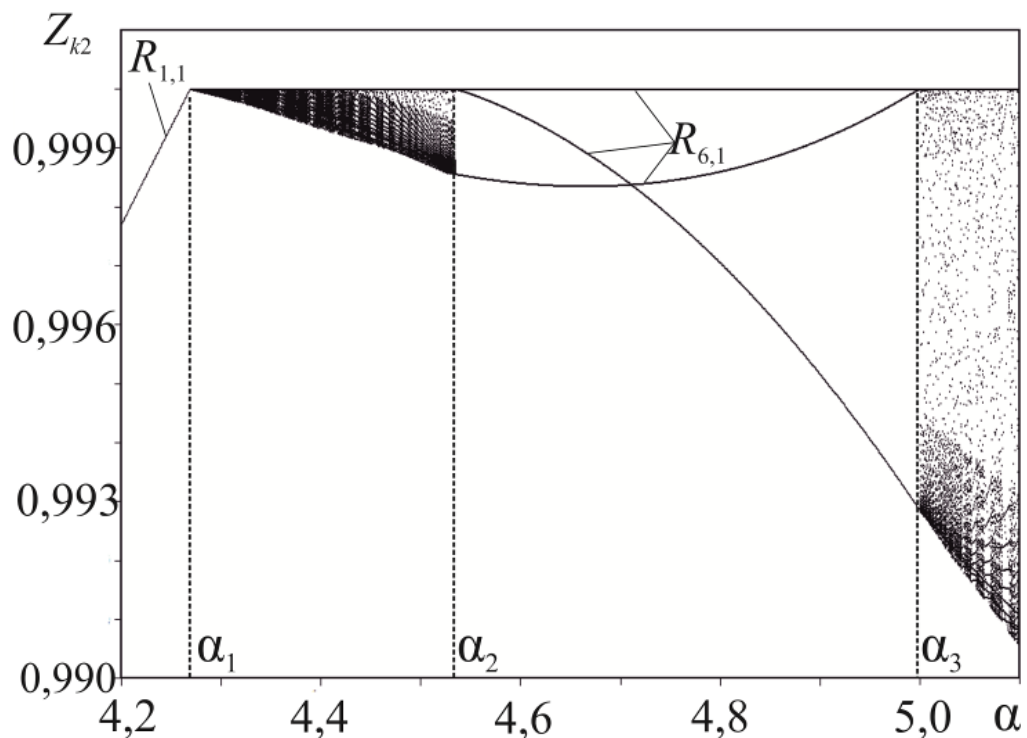


Рис. 4.8. Бифуркационная диаграмма при $U_3=2,38$ В

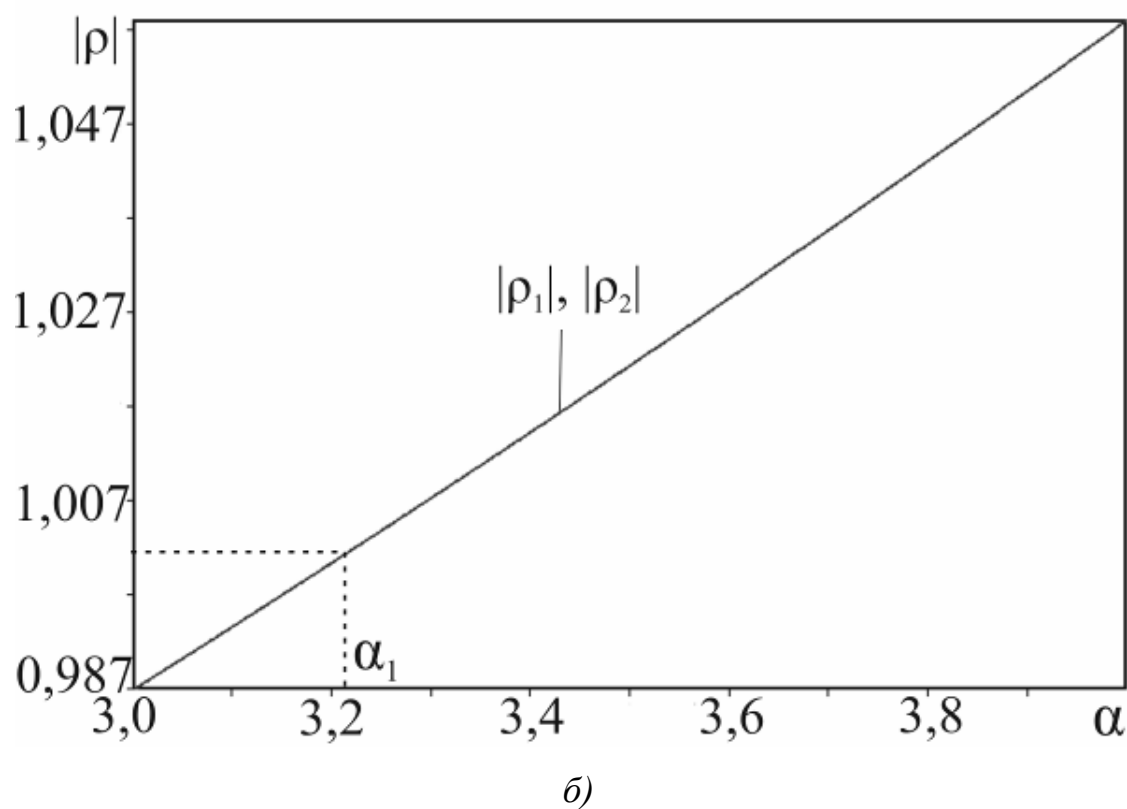
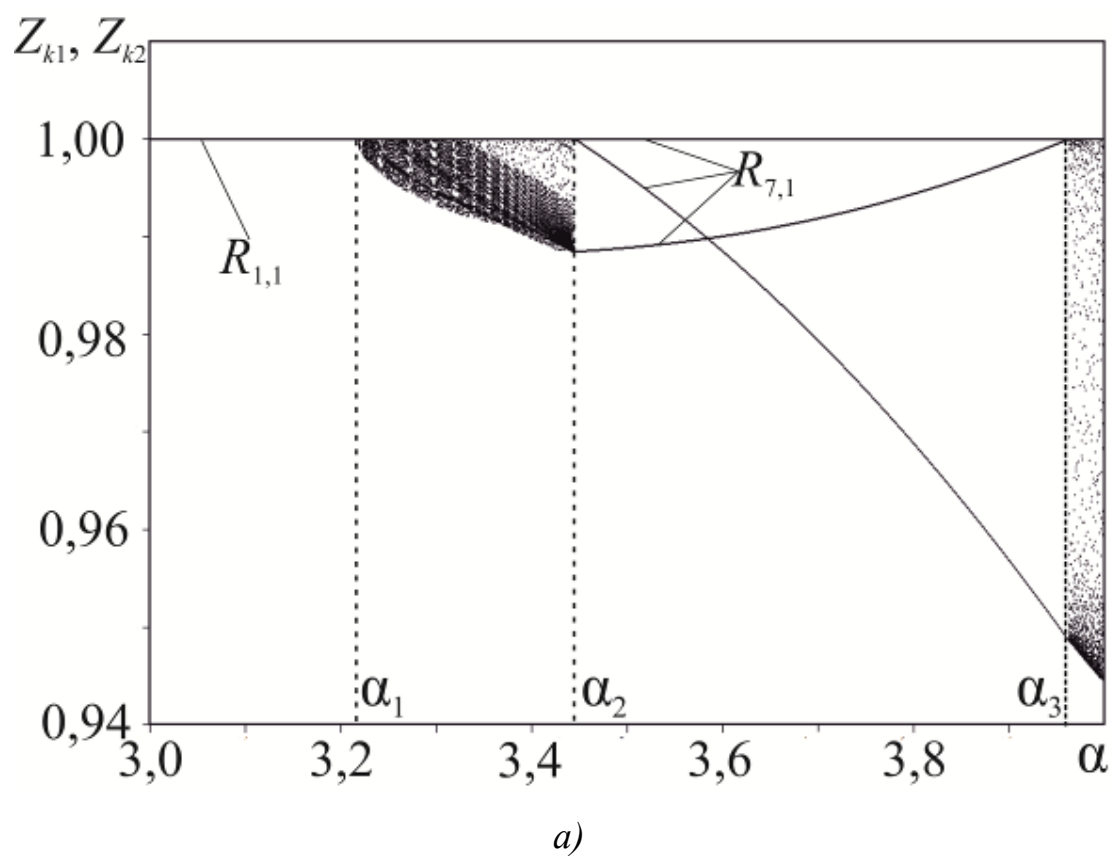


Рис. 4.9. Карты динамических режимов SEPIC: а – бифуркационная диаграмма при $U_3=3,3$ В; б – диаграмма эволюции двух старших мультипликаторов 1-цикла

Карта динамических режимов преобразователя Кука представлена на рис. 8, а. Моделирование проводилось при следующем наборе параметров: $E_0=100$ В; $L_1=0,001$ Гн; $C_1=0,68$ мкФ; $R_1=4$ Ом; $L_2=0,001$ Гн; $C_2=0,33$ мкФ; $R_2=4$ Ом; $R_{V_{Doff}}=500$ кОм; $R_n=100$ Ом; $\beta=-0,02$; $U_p=10$ В; $a=0,00002$ с, $\gamma_{\max}=0,75$.

Анализ рис. 4.10, а показывает, что в целом форма первой бифуркационной границы претерпела изменения, но при этом сохранились тенденции уменьшения бифуркационного значения коэффициента α с ростом задающего напряжения.

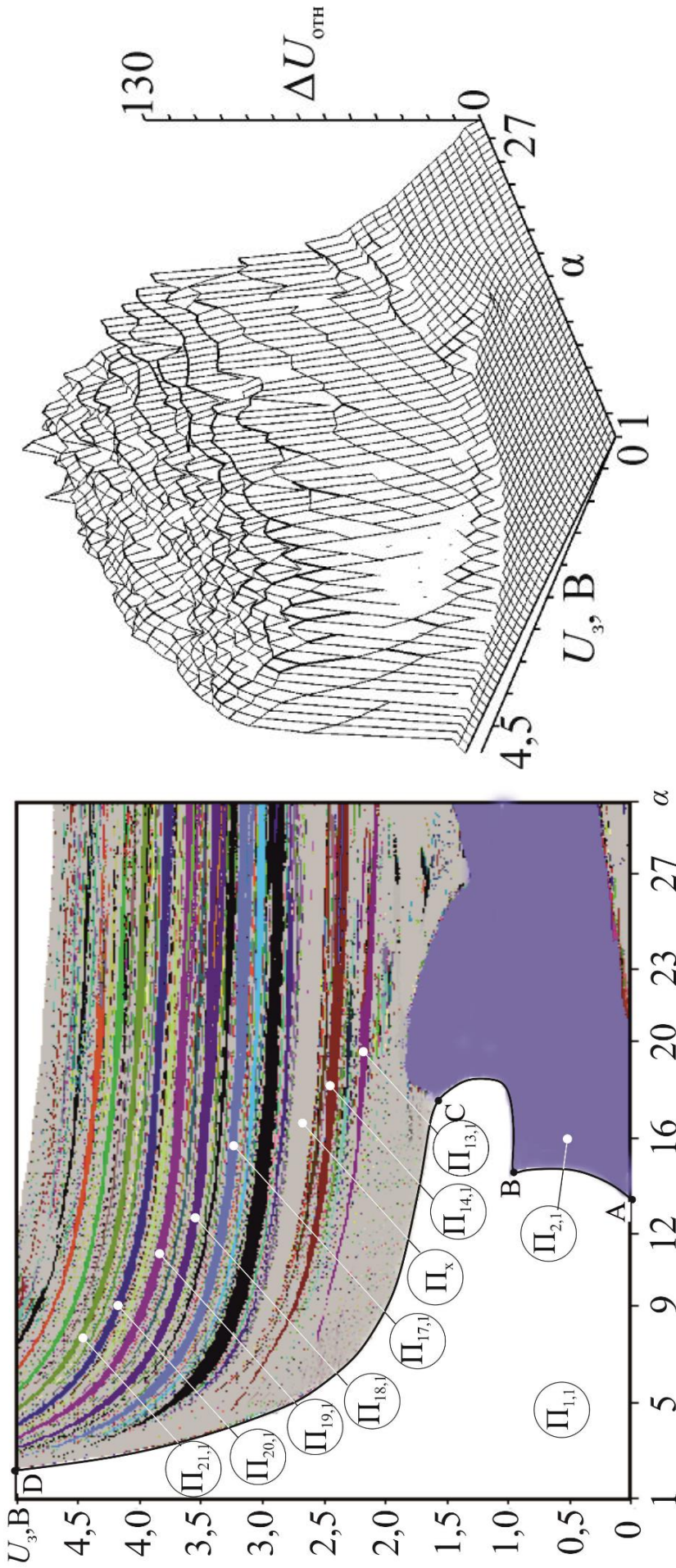
Первая бифуркационная граница карты динамических режимов преобразователя Кука разбивается на три сегмента.

Бифуркационная диаграмма, соответствующая сегменту AB представлена на рис. 4.11, а. Как видно из рисунка, в точке бифуркации $\alpha_1=14,61$ происходит локальная суперкритическая бифуркация после которой возникает 2-цикл $R_{2,1}$, а 1-цикл $R_{1,1}$ становится седловым [33]. В точке $\alpha_2=15,02$ происходит С-бифуркация смены типа решения, которая приводит к возникновению 2-цикла $R_{2,2}$ другого типа. Данная бифуркация связана с пересечением момента коммутации z_{k2} на одном из двух тактовых интервалов 2-цикла $R_{2,1}$ единицы.

В точке $\alpha_3=20,30$ происходит еще одна С-бифуркация смены типа решения, которая связана с достижением момента времени z_{k1} на одном из двух тактовых интервалов нуля. В результате этого возникает 2-цикл $R_{2,3}$.

Сегмент BC связан с интересным физическим явлением, которое заключается в ансамбле трех типов бифуркаций, определяющих первую бифуркационную границу. Бифуркационная диаграмма, соответствующая данному сегменту, представлена на рис. 4.12, а.

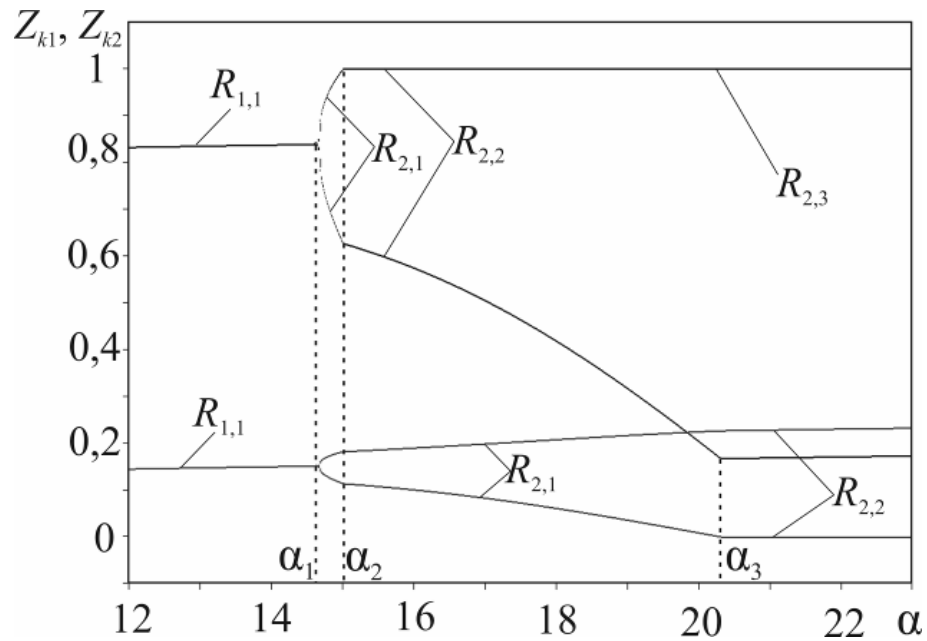
Анализ рис. 4.12, а показывает, что в точке $\alpha_1=18,56$ происходит локальная седло-узловая бифуркация. На рис. 4.12, б видно, что в точке бифуркации мультипликаторы режимов $R_{2,1}$ и $R_{2,2}$ пересекают единицу, т.е. в данной точке происходит слияние устойчивого ($R_{2,2}$) и неустойчивого ($R_{2,1}$) 2-циклов.



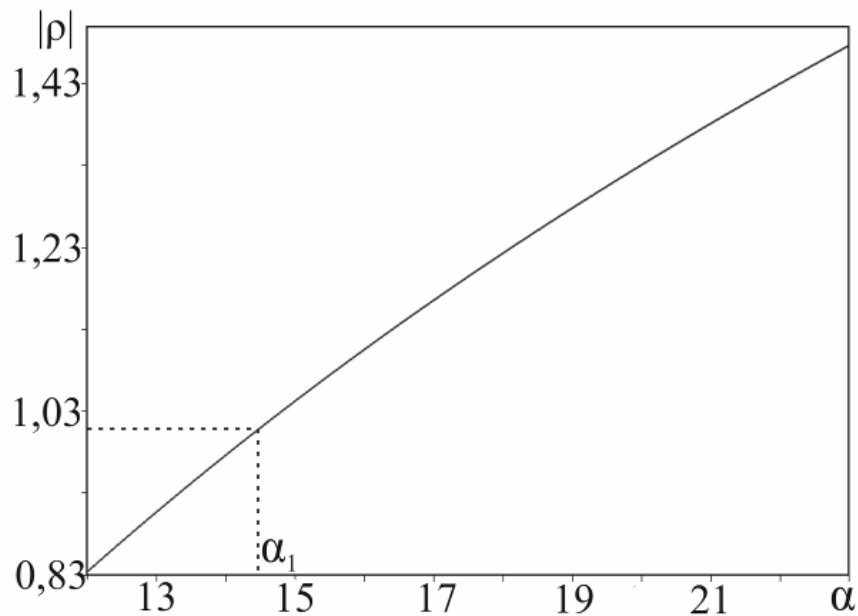
а) *б)*

Рис. 4.10. Двухпараметрические диаграммы для преобразователя Кука: а – карта динамических режимов; б – диаграмма относительного размаха колебаний выходного напряжения

В точке $\alpha_2=18,79$ происходит локальная суперкритическая бифуркация, когда в точке бифуркации возникает 2-цикл $R_{2,3}$, а 1-цикл $R_{1,1}$ становится седловым. В точке $\alpha_3=18,85$ 2-цикл $R_{2,3}$ сливается с неустойчивым 2-циклом $R_{2,1}$ и они оба исчезают в результате субкритической С-бифуркации.

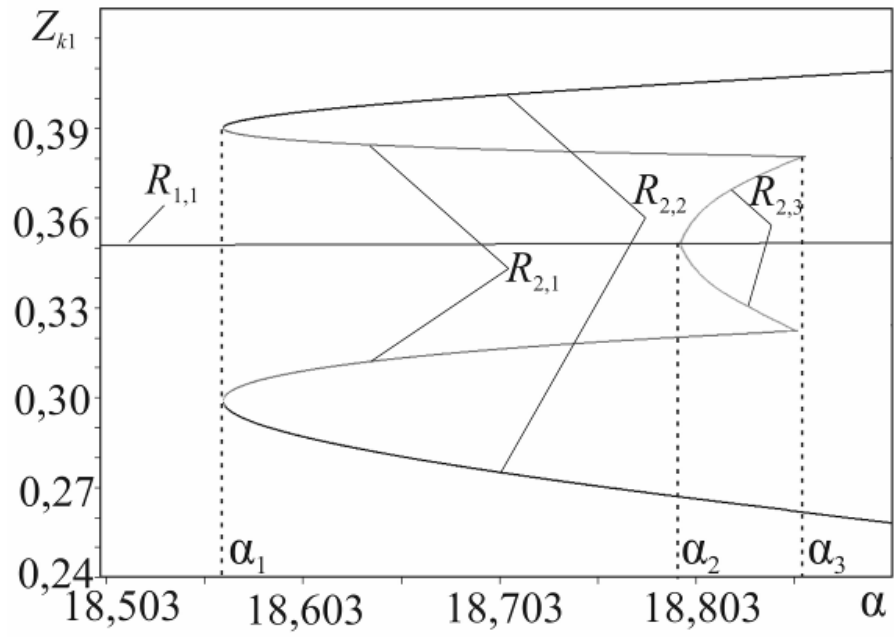


а)

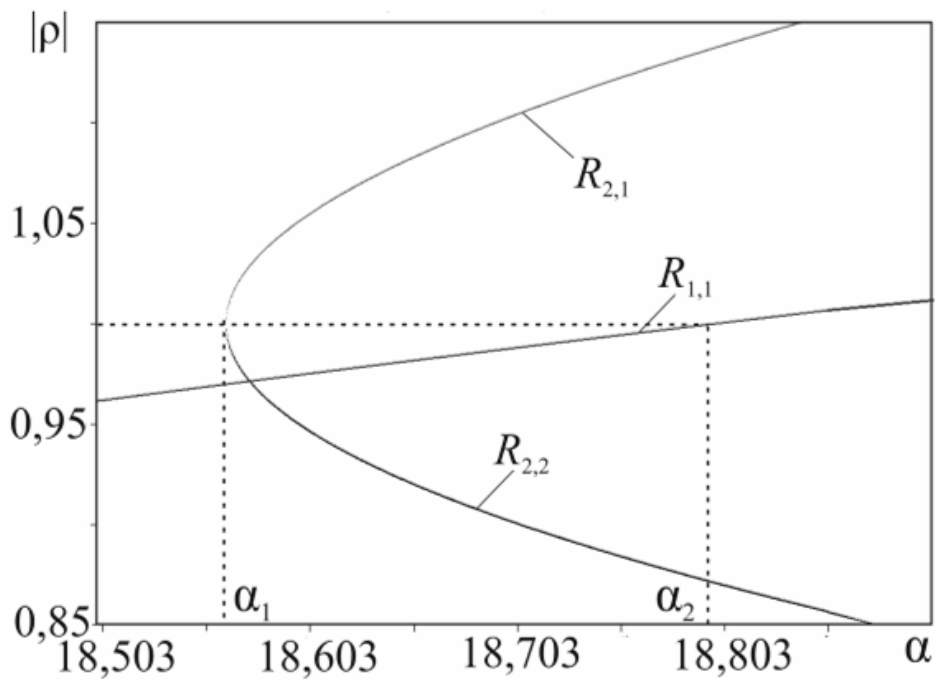


б)

Рис. 4.11. Диаграммы динамических режимов преобразователя Кука при $U_3=0,5$ В: а – бифуркационная диаграмма; б – диаграмма эволюции двух старших мультипликаторов 1-цикла



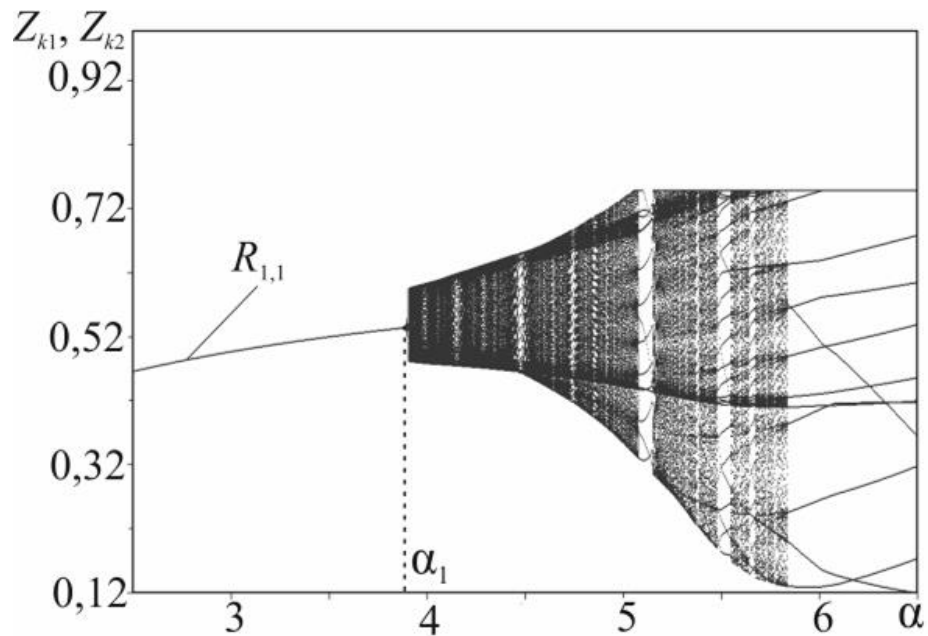
а)



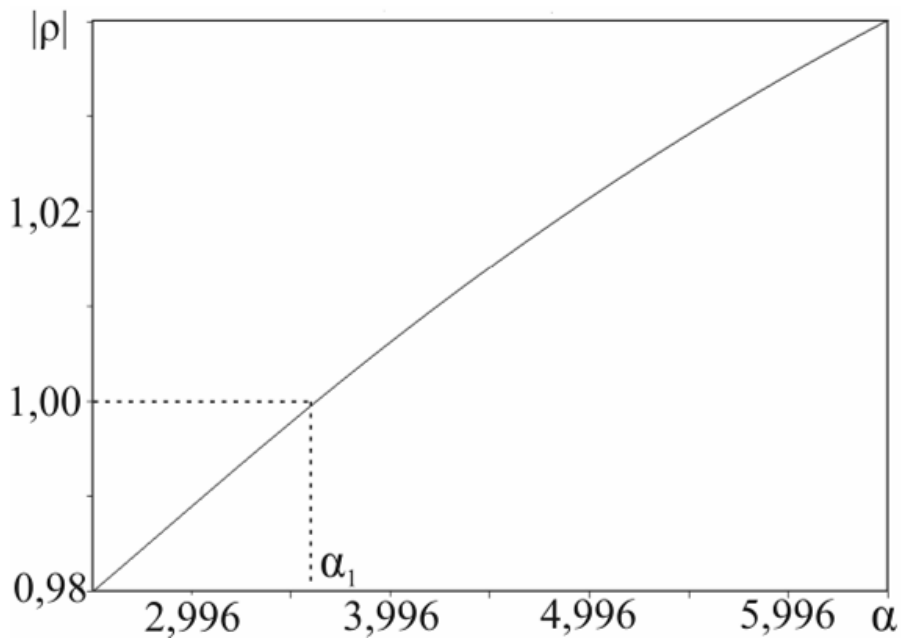
б)

Рис. 4.12. К пояснению карты динамических режимов преобразователя Кука при $U_3=1,2$ В: а – бифуркационная диаграмма; б – диаграмма эволюции двух старших мультипликаторов 1-цикла $R_{1,1}$ и 2-циклов $R_{2,1}$ и $R_{2,2}$

На рис. 4.13, а изображена бифуркационная диаграмма, соответствующая сегменту CD первой бифуркационной границы. В точке α_2 происходит предположительно локальная субкритическая бифуркация Неймарка-Саккера [33].



а)



б)

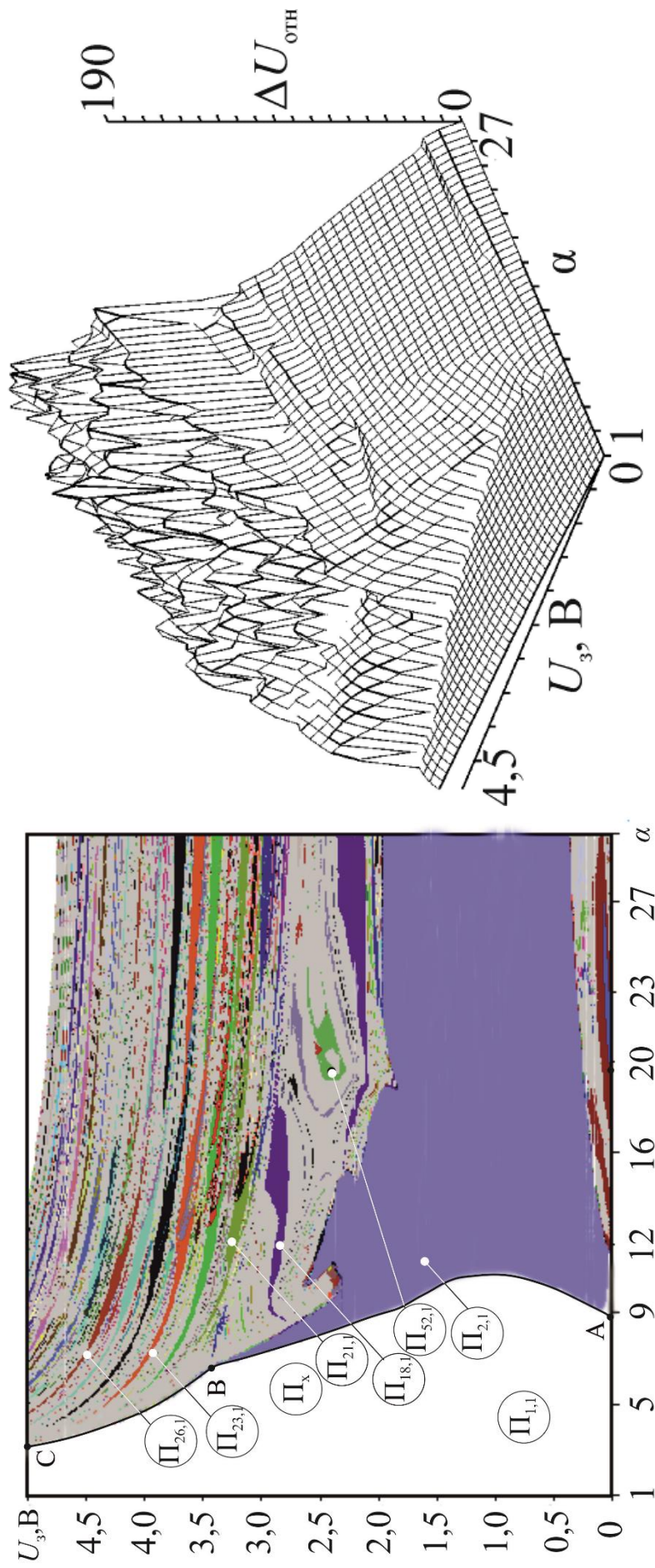
Рис. 4.13. К пояснению карты динамических режимов преобразователя Кука при $U_3=3,5$ В: а – бифуркационная диаграмма; б – диаграмма эволюции двух старших мультипликаторов 1-цикла

Квазипериодические колебания возникают достаточно жестко в момент пересечения парой комплексно-сопряженных мультипликаторов единичного круга. На рис. 4.13, б представлены модули двух комплексно-сопряженных старших мультипликаторов 1-цикла $R_{1,1}$. После точки бифуркации α_1 на диаграмме можно наблюдать многочисленные области синхронизации на торе. При задающих воздействиях более 2 В на карте динамических режимов наблюдаются области синхронизации на торе ($\Pi_{13,1}$, $\Pi_{14,1}$, $\Pi_{17,1}$, $\Pi_{18,1}$, $\Pi_{20,1}$, $\Pi_{21,1}$ на рис. 4.11, а). Амплитуда колебаний в этих режимах достаточно высока (рис. 4.11, б), но в то же время существенно меньше чем в SEPIC.

Карта динамических режимов инверсного преобразователя на несимметричной первичной обмотке (Zeta). Данная карта представлена на рис. 4.15, а. Моделирование проводилось при следующем наборе параметров: $E_0=100$ В; $L_1=0,001$ Гн; $C_1=1,3$ мкФ; $R_1=4$ Ом; $L_2=0,001$ Гн; $C_2=0,16$ мкФ; $R_2=4$ Ом; $R_{VDOFF}=500$ кОм; $R_H=100$ Ом; $\beta=0,02$; $U_p=10$ В; $T=0,00002$ с, $\gamma_{\max}=0,75$.

Как видно из рис. 4.14, а, первая бифуркационная граница изменила свою конфигурацию по сравнению с рассмотренными ранее преобразователями при сохранении основных тенденций эволюции бифуркационного значения параметра α . Она разбивается на два сегмента, каждый из которых, как и ранее, соответствует своему типу бифуркационного перехода.

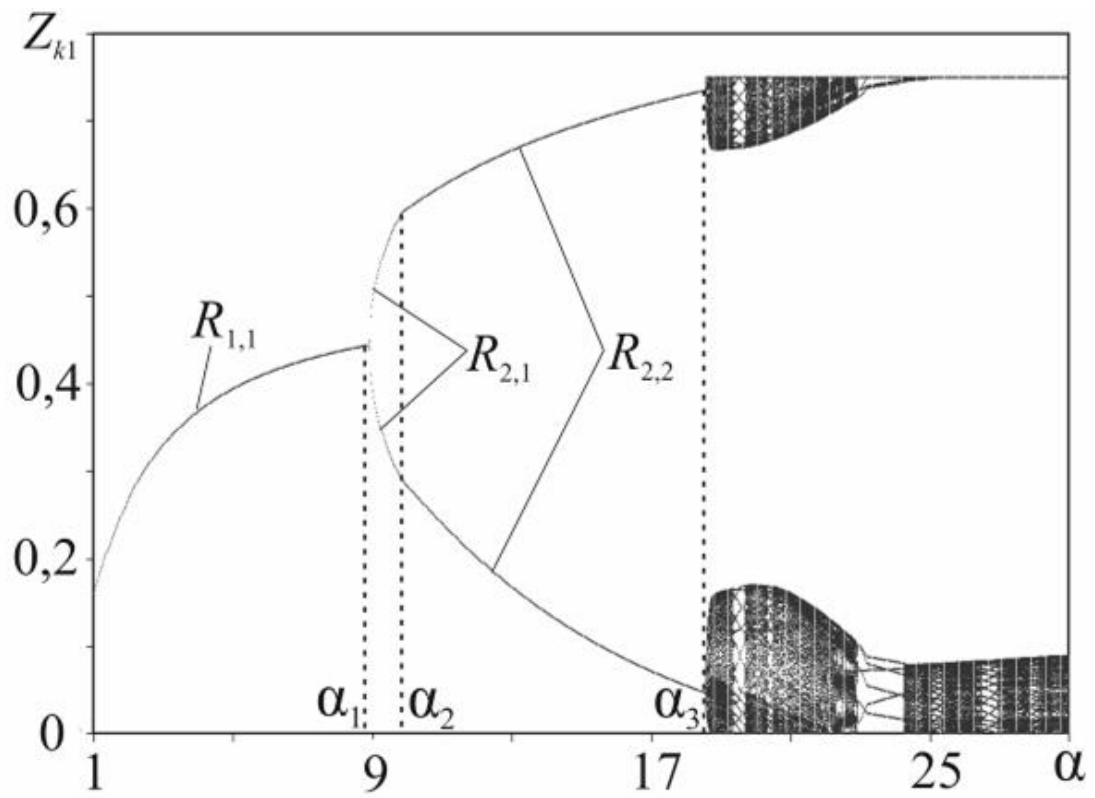
На рис. 4.15, а приведена бифуркационная диаграмма, построенная со случайных начальных условий и соответствующая сегменту АВ. Первые две бифуркации в точках $\alpha_1=8,9$ и $\alpha_2=9,82$ аналогичны бифуркациям в преобразователе Кука (рис. 4.11, а). В точке $\alpha_3=18,56$ возникает двухоборотный тор [17], после чего наблюдаются многочисленные интервалы синхронизации малого размера, чередующиеся с областями квазипериодических колебаний. Возникновение двухоборотного тора связано с локальной суперкритической бифуркацией Неймарка-Саккера в точке α_3 . На рис. 4.15, б представлена диаграмма мультипликаторов 2-цикла $R_{2,2}$.



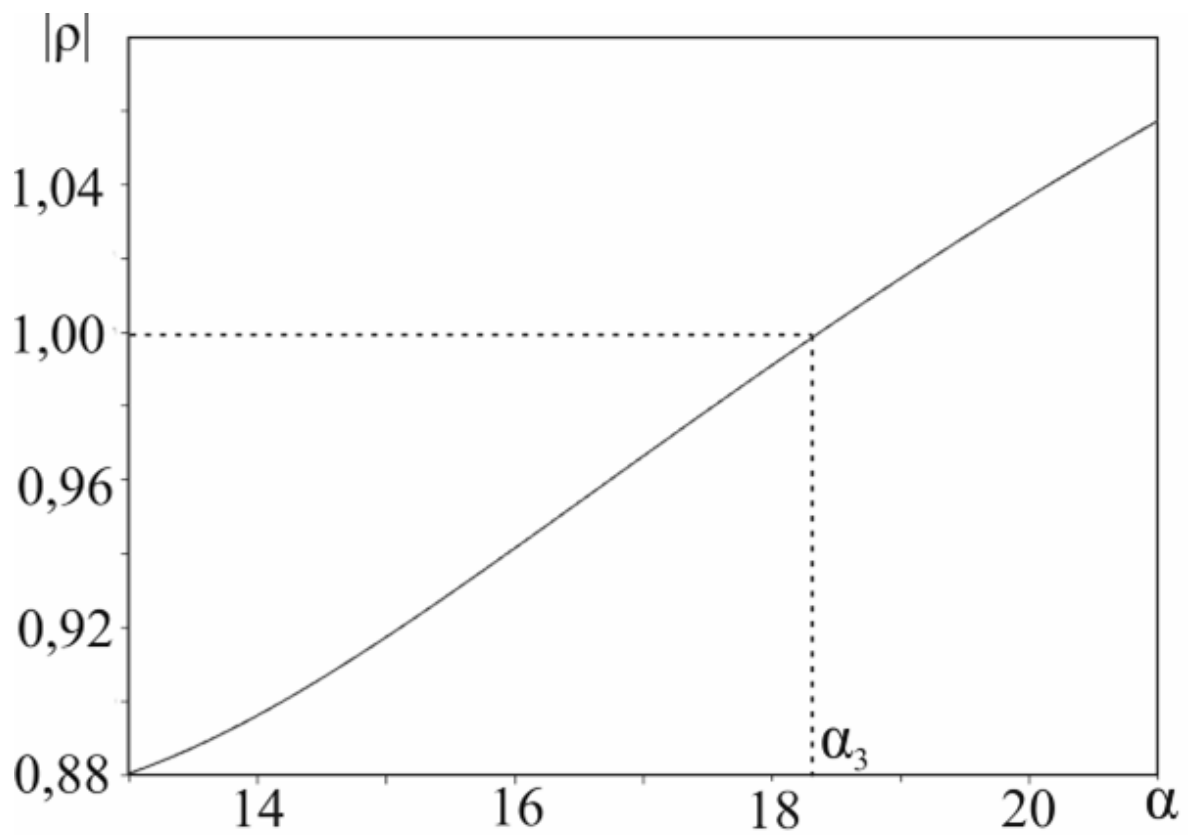
а)

б)

Рис. 4.14. Двухпараметрические диаграммы для Zeta: а – карта динамических режимов; б – диаграмма относительного размаха колебаний выходного напряжения



а)



б)

Рис. 4.15. Бифуркационная диаграмма Zeta при задающем напряжении $U_3=2\text{ В}$

Как видно из рис. 4.15, б, в точке α_3 модули двух старших мультипликаторов пересекают единицу.

На рис. 4.16 представлена бифуркационная диаграмма, соответствующая сегменту ВС. Первая точка бифуркации α_1 обусловлена субкритической бифуркацией Неймарка-Саккера (диаграмма модулей старших мультипликаторов аналогична рассмотренным ранее случаям, поэтому не приводится). Как видно из рис. 4.16, данная бифуркация является жесткой.

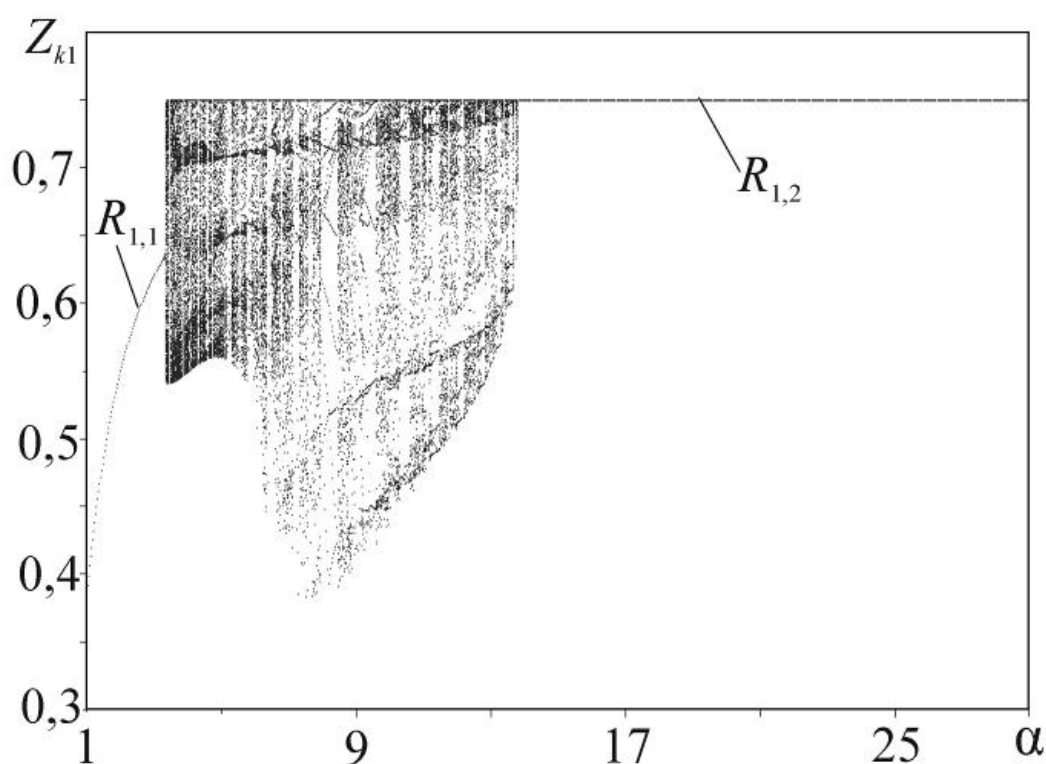


Рис. 4.16. Бифуркационная диаграмма Zeta при задающем напряжении $U_3=5 \text{ В}$

В точке α_2 коэффициент заполнения ШИМ-модулятора достигает значения 0,75 и происходит насыщение системы, сопровождающееся 1-циклом $R_{1,2}$.

Как и в рассмотренных ранее преобразователях при задающем воздействии больше 2 В в системе на карте динамических режимов присутствуют многочисленные области синхронизации на торе с большой

амплитудой колебаний выходного напряжения ($P_{26,1}$, $P_{23,1}$, $P_{21,1}$, $P_{52,1}$ на рис. 4.14, а).

4.3. Структурный подход к управлению нелинейной динамикой трехфазных импульсных преобразователей

Главной целью при инженерной разработке преобразователей напряжения с коррекцией коэффициента мощности с учетом влияния нелинейной динамики является исключение высокоамплитудных колебаний и работа в области стабильного одноциклового проектного режима, при котором частота колебаний выходного напряжения совпадает с частотой коммутации силовых ключей в преобразователе. Зачастую инженеры-разработчики импульсных преобразователей используют в проектировании параметрический подход. При этом попадание в область проектного одноциклового режима происходит за счет подбора корректных значений параметров преобразователя. К недостаткам этого подхода можно отнести низкое быстродействие и отсутствие заданной статической точности. Чтобы избавиться от этих недостатков, требуется применить структурный подход к разработке импульсного преобразователя. При структурном подходе разработчиком задается такая конфигурация системы автоматического управления импульсным преобразователем, которая может при попадании в область сложного нелинейного динамического поведения поддерживать состояние стабильного одноциклового проектного режима.

На рис. 4.17 показана конфигурация системы автоматического управления импульсным преобразователем с коррекцией коэффициента мощности, созданная с помощью структурного подхода к разработке. К преобразователю П, представляющему “черный” ящик, подключены источник напряжения $U_{вх}$ и сопротивление R_n в качестве нагрузки. На нагрузку установлены блоки-датчики «ДВНБ» (датчик выходного напряжения с коэффициентом β) и «ДТН» (датчик тока нагрузки). Значение входного напряжения $U_{вх}$ регистрирует блок-датчик

«ДВН» (датчик входного напряжения). К дросселю в преобразователе подключен «ДТД» (датчик тока дросселя). Далее, как и в стандартной системе управления импульсным преобразователем с обратной связью по напряжению, значение напряжения с датчика ДВНБ вычитается из напряжения задания U_3 . Результирующее напряжение ошибки $U_{\text{ош}}$ поступает на «ПР» (пропорциональный регулятор). Полученное после регулятора напряжение управления U_y сравнивается на компараторе ($=$ $=$) с развертывающим пилообразным напряжением U_p , поступающим с блока «ГРН» (генератор развертывающего напряжения). В результате напряжение управления силовым ключом $U_{\text{и}}$ поступает на ключ в преобразователе. В отличие от стандартной схемы управления в систему введена подсистема, управляющая нелинейной динамикой, основным блоком которой является блок «ВВП» (вычислитель возмущения параметров), который регулирует коэффициент пропорционального регулятора α и масштабный коэффициент цепи обратной связи β с помощью приращений $\Delta\alpha$ и $\Delta\beta$. В качестве блока вычислителя возмущения параметров может быть использован микроконтроллер и основной его задачей является реализация способа управления нелинейной динамикой, рассмотренного ниже.

Как было рассмотрено ранее вектор стробоскопического отображения для тактового интервала с номером k имеет следующий вид

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_k = \Psi(\mathbf{X}_{k-1}) = & e^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})a} e^{\mathbf{A}_2(z_{k2}-z_{k1})a} e^{\mathbf{A}_1 z_{k1}a} \mathbf{X}_{k-1} + \\ & e^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})a} e^{\mathbf{A}_2(z_{k2}-z_{k1})a} (e^{\mathbf{A}_1 z_{k1}a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB1} + \\ & e^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})a} (e^{\mathbf{A}_2(z_{k2}-z_{k1})a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB2} + (e^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB2} \end{aligned} \quad (4.1)$$

В формуле (4.1) $\mathbf{A}_i$ – матрица топологии постоянных коэффициентов соответствующего i -го участка непрерывности; $\mathbf{X}_m$ – вектор значений переменных состояния в конце тактового интервала с номером k ; $z_{k1} = \frac{t_{k1} - (k-1)a}{a}$, $z_{k2} = \frac{t_{k2} - (k-1)a}{a}$ – значения моментов коммутации на тактовом интервале в относительном времени с периодом a ; t_{k1} – значение момента времени отключения импульсного управляемого ключа на k -м тактовом

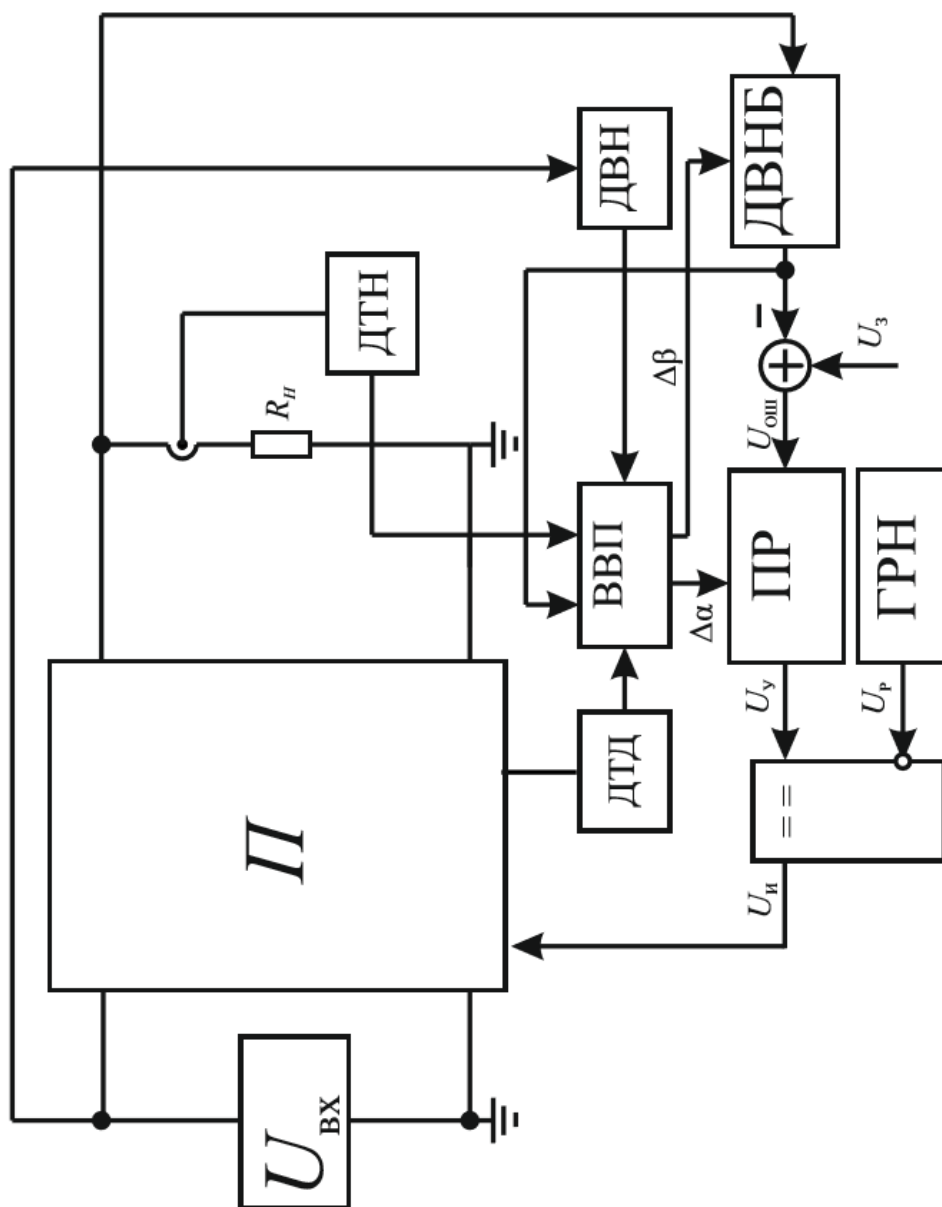


Рис. 4.17. Функциональная схема замкнутой системы автоматического управления с функцией управления нелинейной динамикой

интервале в абсолютном времени; t_{k2} – значения момента времени, при котором происходит равенство токов дросселей на k -м тактовом интервале в абсолютном времени.

Главная цель при управлении нелинейной динамикой состоит в возвращении импульсного преобразователя в одноцикловый номинальный режим работы в случае, когда преобразователь перешел в многоцикловый непроектный или хаотический режим. В случае перехода в нежелательный режим, отличный от номинального, требуется задать корректирующий вектор воздействия $\mathbf{P}$, позволяющий вернуть преобразователь в одноцикловый номинальный режим. При этом главную сложность составляет поиск значений матрицы обратных связей $\mathbf{K}$, на основе которой рассчитывается корректирующее воздействие в блоке «ВВП».

Вектор стробоскопического отображения (4.1) в данном случае может быть представлен в следующем виде

$$\mathbf{X}_k = \Psi(\mathbf{X}_{k-1}, \mathbf{P}). \quad (4.2)$$

Здесь $\mathbf{P}$ является вектором параметров преобразователя, от которого варьируются значения моментов коммутации z_{k1} и z_{k2} на каждом тактовом интервале в (4.1).

Для примера выберем случай, при котором импульсный преобразователь может находиться как в устойчивом номинальном одноцикловом режиме работы (точка $\mathbf{X}^*$ на рис.4.18), так и в трехцикловом режиме (точки $\mathbf{X}_1^{(3)}$, $\mathbf{X}_2^{(3)}$, $\mathbf{X}_3^{(3)}$ на рис. 4.18). Пусть преобразователь в начале k -й итерации отображения пересечёт пространство параметров в точке $\mathbf{X}_{k-1}$, на некотором расстоянии от устойчивой точки $\mathbf{X}^*$. Требуется задать вектор параметрических возмущений $\mathbf{U}_{k-1}$, который позволил бы за одну или несколько итераций отображения перевести преобразователь в точку $\mathbf{X}_k^a$, которая расположена вблизи от одноциклового номинальной точки $\mathbf{X}^*$.

Определение вектора параметрических возмущений можно производить с помощью модификации линеаризации отображения Пуанкаре вблизи k -й

итерации отображения $X_{k-1}^{\pi} = \left(1 - \frac{c_{\pi}}{100}\right) X_{k-1}$, где c_{π} – отклонение от точки X_{k-1} в процентах.

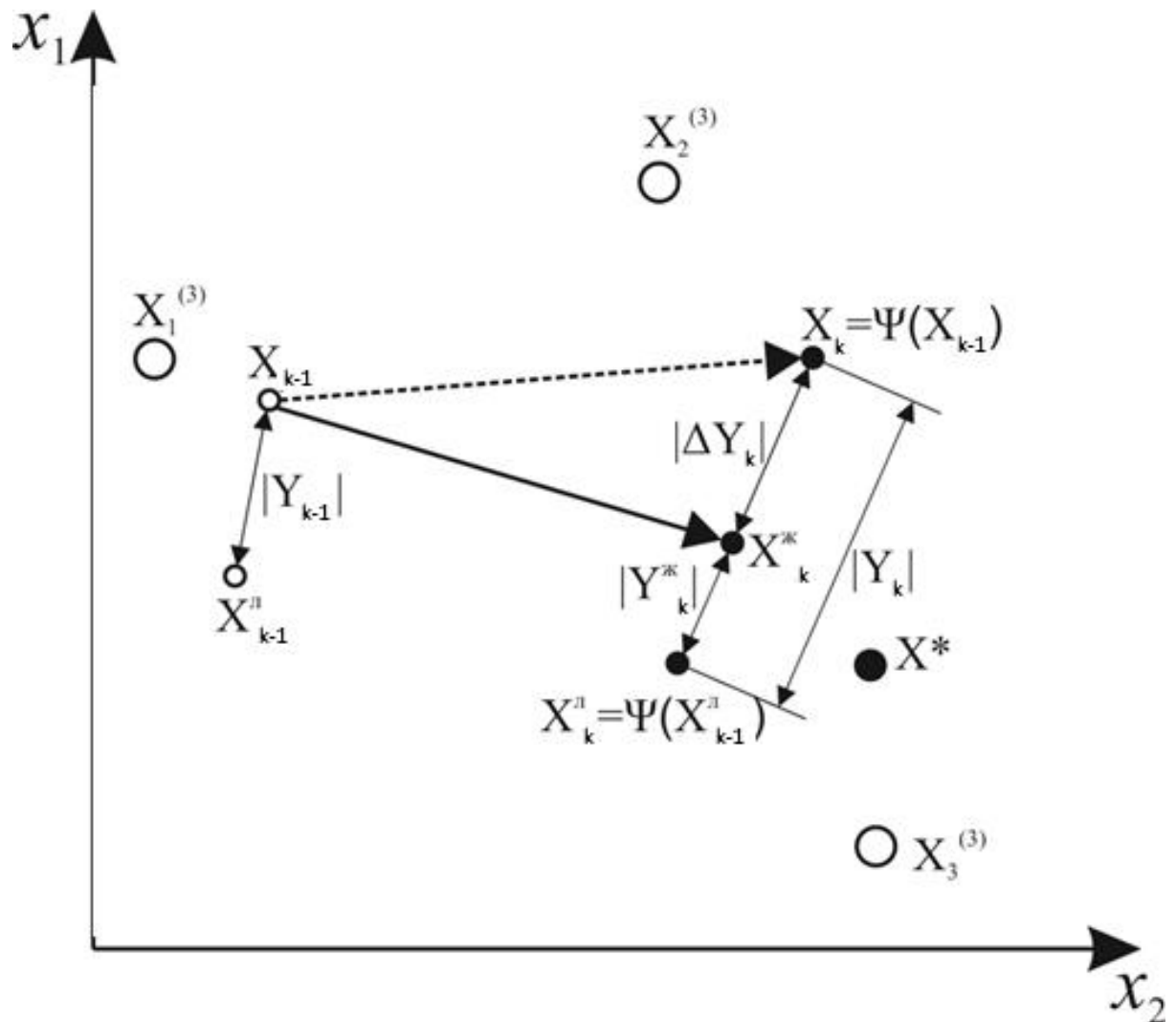


Рис. 4.18. Способ управления нелинейной динамикой в пространстве параметров

Стробоскопическое отображение при линеаризации может быть представлено как

$$Y_k = MY_{k-1} + CU_{k-1}. \quad (4.3)$$

В (4.3) M – матрица постоянных коэффициентов линеаризации стробоскопического отображения; C – матрица производной стробоскопического отображения по вектору параметрических возмущений; $U_{k-1} = P_{k-1} - P^*$ – корректирующий вектор параметрических возмущений. Размерность вектора параметрических возмущений U совпадает с

размерностью вектора стробоскопического отображения возмущающих параметров $\mathbf{X}_k$.

Матрицы $\mathbf{C}$ и $\mathbf{M}$ в (4.3) рассчитываются как частные производные

$$\mathbf{M} = \frac{\partial \Psi(\mathbf{X}_{k-1}^l, \mathbf{P}^*)}{\partial \mathbf{X}_{k-1}}, \quad \mathbf{C} = \frac{\partial \Psi(\mathbf{X}_{k-1}^l, \mathbf{P}^*)}{\partial \mathbf{P}}. \quad (4.4)$$

Из рис.4.18 видно, что $\mathbf{Y}_{k-1} = \mathbf{X}_{k-1} - \mathbf{X}_{k-1}^{\ddot{e}}$, а $\mathbf{Y}_k = \Psi(\mathbf{X}_{k-1}, \mathbf{P}^*) - \Psi(\mathbf{X}_{k-1}^l, \mathbf{P}^*)$.

При линеаризации стробоскопического отображения (4.3) создается корректирующее управляющее воздействие $\mathbf{U}_{k-1}$ по отрицательной обратной связи

$$\mathbf{U}_{k-1} = -\mathbf{K}\mathbf{Y}_{k-1}. \quad (4.5)$$

При подстановке (4.5) в (4.3) в результате получаем

$$\mathbf{Y}_k = (\mathbf{M} - \mathbf{CK})\mathbf{Y}_{k-1}.$$

Для управления нелинейной динамикой требуется задать такой вектор параметрических возмущений $\mathbf{U}_{k-1}$, который позволил бы за одну или несколько итераций отображения перевести преобразователь в точку $\mathbf{X}_k^{\omega}$ вместо точки $\mathbf{X}_k$. В данном случае $\mathbf{Y}_k^{\text{жс}} = \mathbf{X}_k^{\text{жс}} - \mathbf{X}_k^l$. Здесь точка $\mathbf{X}_k^l$ является точкой отображения $\mathbf{X}_{k-1}^l$. Из рис.4.18 видно, что точка $\mathbf{X}_k^{\text{жс}}$ находится вблизи устойчивой точки номинального одноциклового режима $\mathbf{X}^*$ в отличие от точки неустойчивой $\mathbf{X}_k$, в которую бы преобразователь пришел в случае отсутствия коррекции.

Расчет точки $\mathbf{X}_k^{\text{жс}}$ на некотором k -ом интервале стробоскопического отображения производится следующим образом:

$$\mathbf{X}_k^{\text{жс}} = \mathbf{X}_k + (\mathbf{X}^* - \mathbf{X}_k) \frac{c_k}{100}. \quad (4.6)$$

Параметр c_k выбирает от 0 до 100% и является степенью коррекции. Варьирование значения данного параметра при реализации в реальных системах должно быть ближе к 0, так как возрастание коррекции может проявить ошибки использования способа линеаризации стробоскопического

отображения Пуанкаре, ограничения которого позволяют использовать его вблизи точки $\mathbf{X}_{k-1}^l$.

На основе выражения (4.6) можно определить $\mathbf{Y}_k^{\text{жс}}$

$$\mathbf{Y}_k^{\text{жс}} = \mathbf{X}_k^{\text{жс}} - \Psi(\mathbf{X}_{k-1}^l, \mathbf{P}^*). \quad (4.7)$$

На k -ой итерации отображения приращение коррекции определяется как

$$\Delta \mathbf{Y}_k = \mathbf{Y}_k - \mathbf{Y}_k^{\text{жс}}.$$

Пусть

$$\mathbf{M} - \mathbf{CK} = \mathbf{M} - \Delta \mathbf{M} \quad (4.8)$$

Тогда

$$\Delta \mathbf{M} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta y_{k1}}{y_{k-1,1}} & 0 \\ 0 & \frac{\Delta y_{k2}}{y_{k-1,2}} \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

где Δy_{ki} – i -я компонента вектора приращения $\Delta \mathbf{Y}_k$; $y_{k-1,i}$ – i -я компонента вектора $\mathbf{Y}_{k-1}$.

Для получения значения матрицы коррекции обратной связи $\mathbf{K}$ используем (4.8)

$$\mathbf{K} = \mathbf{C}^{-1} \Delta \mathbf{M}. \quad (4.10)$$

Корректирующий вектор параметрических возмущений $\mathbf{U}_{k-1}$ можно определить, используя (4.5).

Исходя из этого параметры возмущений на k -ом интервале можно определить

$$\mathbf{P}_{k-1} = \mathbf{P}^* + \mathbf{U}_{k-1}, \quad (4.11)$$

где $\mathbf{P}_{k-1}$ – вектор возмущаемых параметров в конце $k-1$ -го тактового интервала.

На практике при использовании предложенного способа обязательно следует обратить внимание:

– коррекция запускается только при условии того, что в полученная в реальном времени на некотором k -ом такте точка отображения (4.1)

расположена на удалении от требуемой заданной точки проектного режима:

$$|\mathbf{X}_{k-1} - \mathbf{X}^*| > \frac{c_{3M}}{100} \mathbf{X}^* ;$$

– при работе системы возможен дрейф параметров в процессе эксплуатации (например, дрейф емкости конденсатора), что требует автоматической адаптации параметра c_k . Адаптация происходит путем последовательного увеличения параметра c_k от значения c_{kmin} до значения c_{kmax} с шагом c_{kh} до тех пор, пока в системе не установится 1-цикл. При превышении параметра величины c_{kmax} адаптация прерывается.

Рассмотрим более подробно особенности алгоритма многопараметрического управления нелинейной динамикой в области мультистабильности.

Блок-схема алгоритма представлена на рис. 4.19. Представленный на рисунке алгоритм выполняется каждый тактовый интервал. Обозначения на рис. 4.19, не расшифрованные ранее, означают следующее: вектор вида $\mathbf{P}_{ki}$ – вектор контролируемых параметров в конце i -го тактового интервала. Под контролируемыми параметрами подразумеваются параметры, которые могут меняться в широком диапазоне при работе системы.

В рассматриваемом случае контролю подвергаются входное напряжение преобразователя $U_{вх}$ и сопротивление нагрузки R_n , которые измеряются в начале каждого p -го тактового интервала (для этого используются “Датчик входного напряжения”, “Датчик тока нагрузки” и “Датчик выходного напряжения с коэффициентом β ”, представленные на рис. 4.17).

В блоке “Вычислитель возмущения параметров” выборка контролируемых параметров в конце $k-1$ -го тактового интервала ($\mathbf{P}_{k-1}$) сравнивается с выборкой $\mathbf{P}_{k-2}$, в конце $k-2$ тактового интервала.

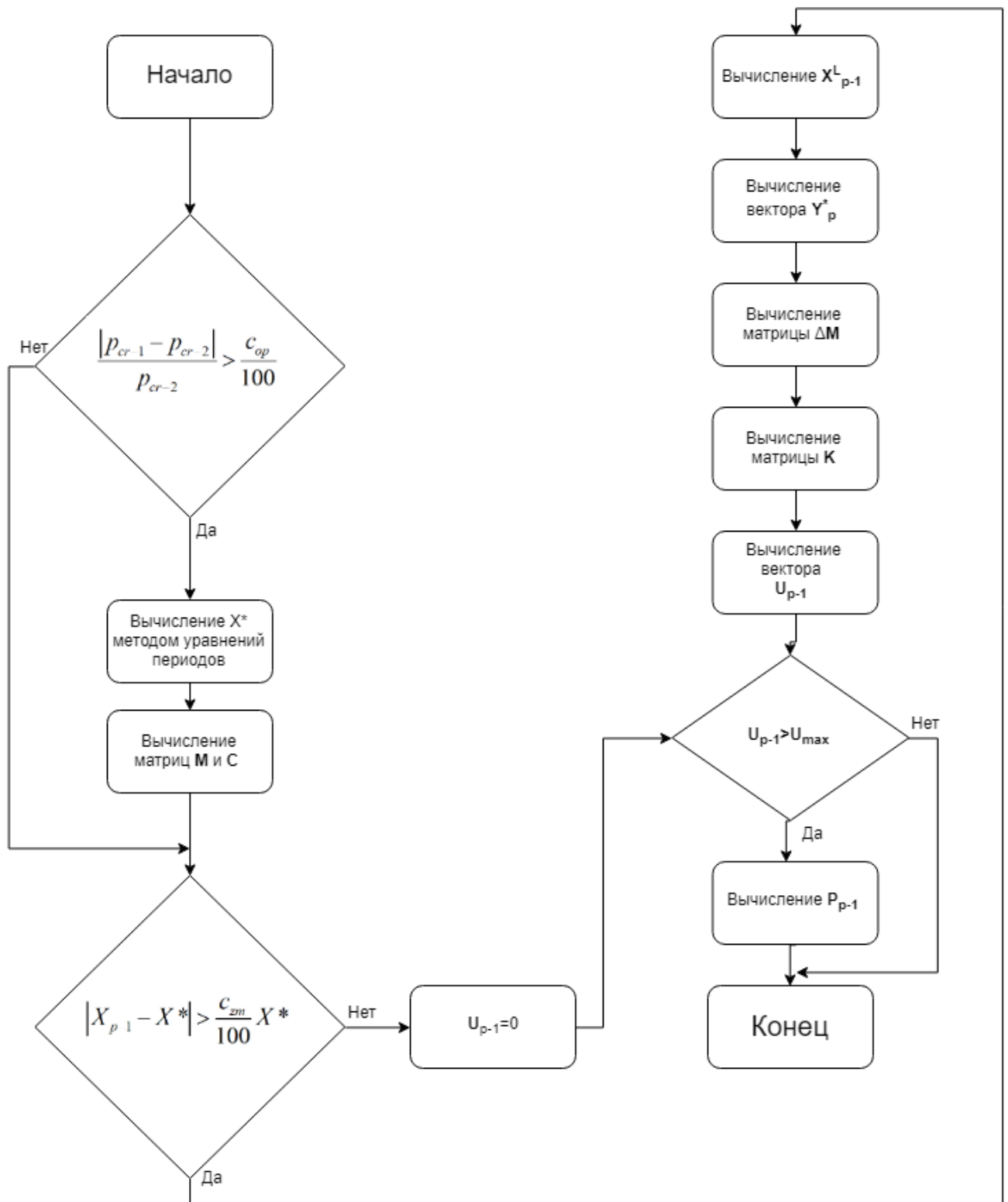


Рис. 4.19. Блок-схема алгоритма многопараметрического управления нелинейной динамикой в областях мультистабильности

При слабом отклонении (меньше $c_{оп}$), пересчет неподвижной точки X^* , а также матриц M и C не происходит. В этом случае расчет U_{p-1} ведется на основе предыдущих значений X^* , M , C . При превышении относительного отклонения величины $c_{оп}$ происходит пересчет X^* , M , C с последующим переходом к расчету вектора требуемых возмущений параметров U_{k-1} .

Предложенный алгоритм был опробован на преобразователях SEPIC, Zeta и преобразователе Кука на рис. 4.20-4.22. Были построены бифуркационные диаграммы зависимостей напряжения на выходном конденсаторе фильтра от коэффициента пропорционального регулятора.

Представленные результаты моделирования преобразователя без алгоритма и с алгоритмом управления нелинейной динамикой. На рис. 4.20 видно, что бифуркационная граница $\alpha_{биф}$ для преобразователя SEPIC сдвинулась с 2,8 до 16,5. Это свидетельствует о расширении рабочего режима SEPIC в 5 раз. На рис. 4.21 видно, что бифуркационная граница $\alpha_{биф}$ преобразователя Кука сдвинулась с 3 до 9,4. Это свидетельствует о расширении рабочего режима преобразователя Кука в 3 раза. На рис. 4.22 видно, что бифуркационная граница $\alpha_{биф}$ преобразователя Zeta сдвинулась с 4,8 до 10,7. Это свидетельствует о расширении рабочего режима преобразователя Zeta в 2 раза.

Полученные результаты говорят о том, что наиболее лучший результат использования применённого алгоритма получен в преобразователе SEPIC. Однако даже расширение в 2 раза рабочего режима в преобразователе Zeta свидетельствует об отличной работе алгоритма в области подавления нелинейных явлений и его применение в реальных устройствах приведет к значительному приросту характеристик преобразователя.

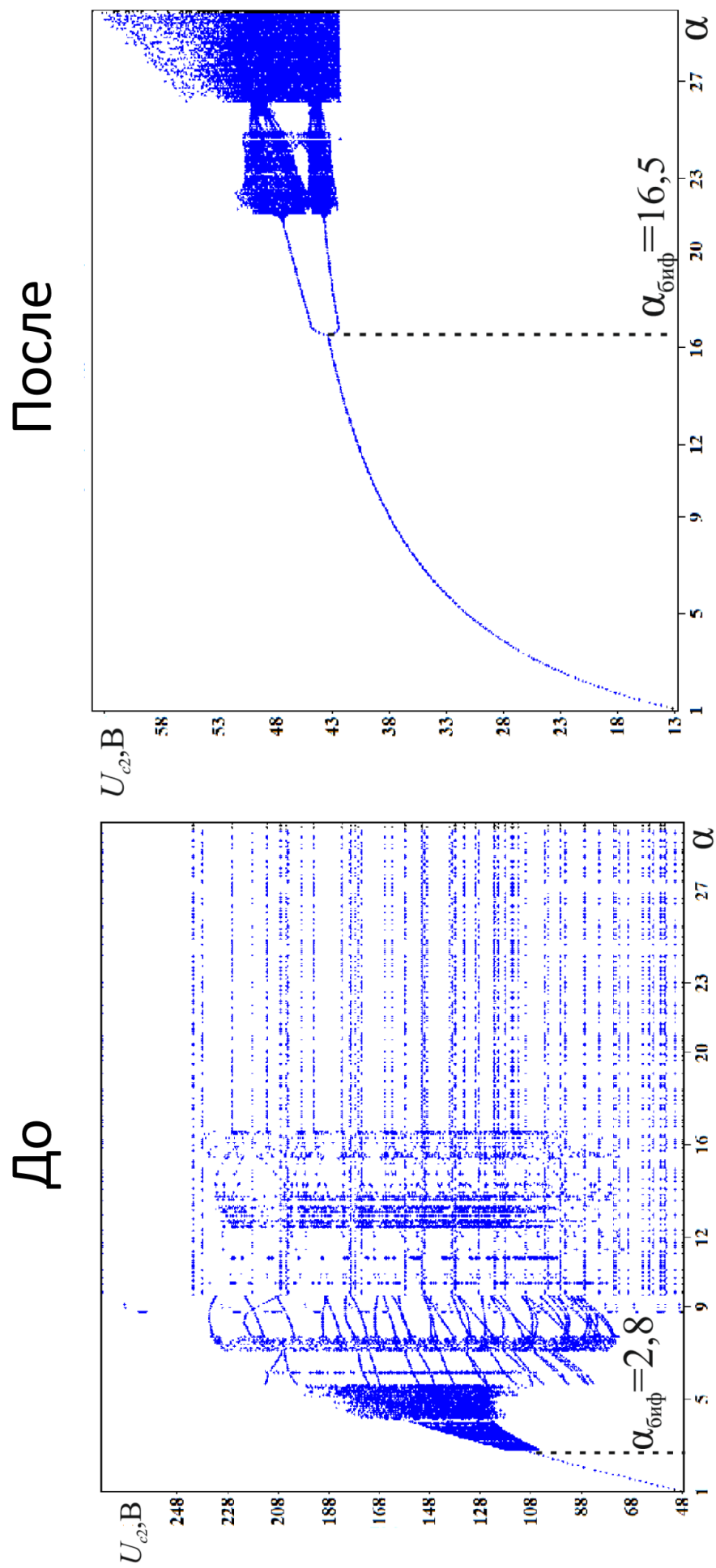


Рис. 4.20. Применение управления нелинейной динамикой на основе линеаризации отображения Пуанкаре для SEPIC

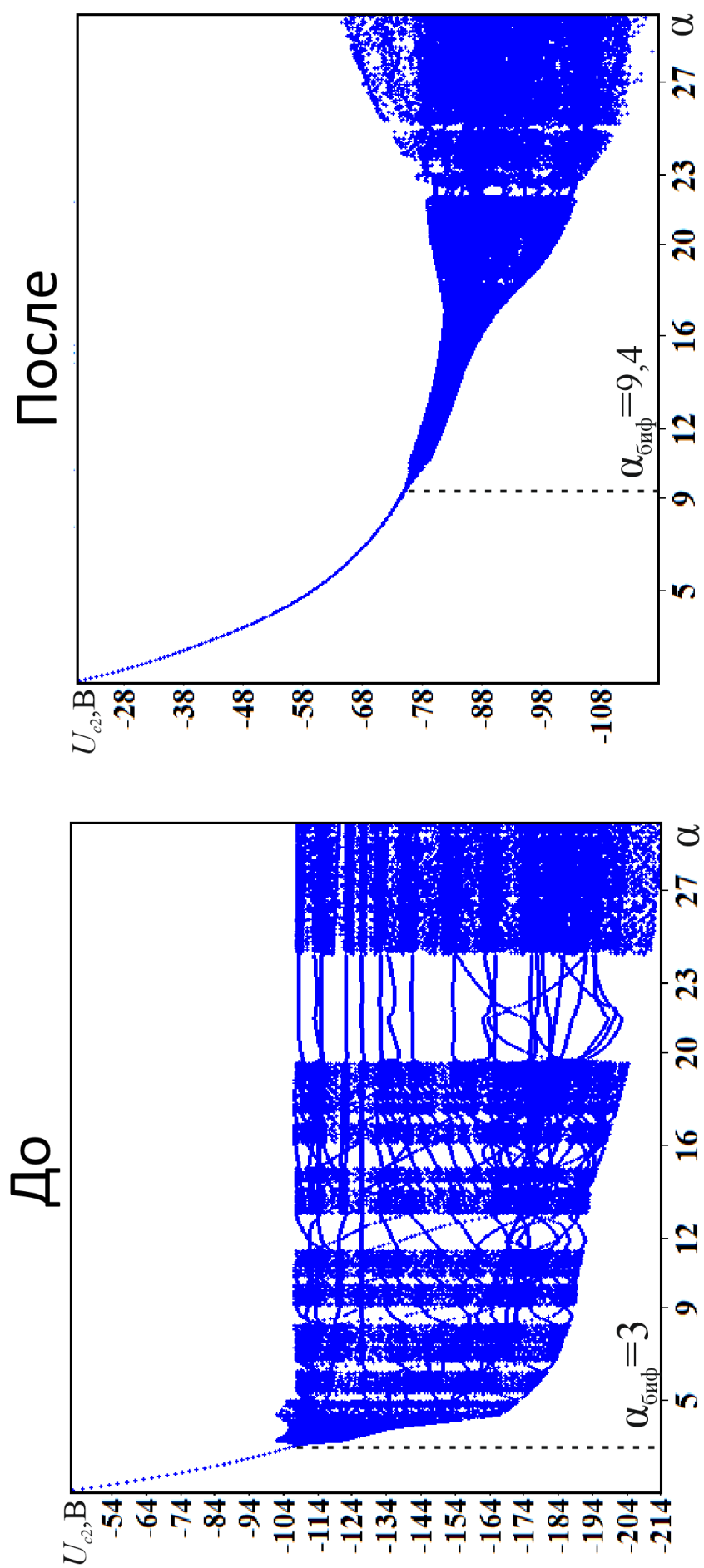


Рис. 4.21. Применение управления нелинейной динамикой на основе линеаризации отображения Пуанкаре для преобразователя Кука

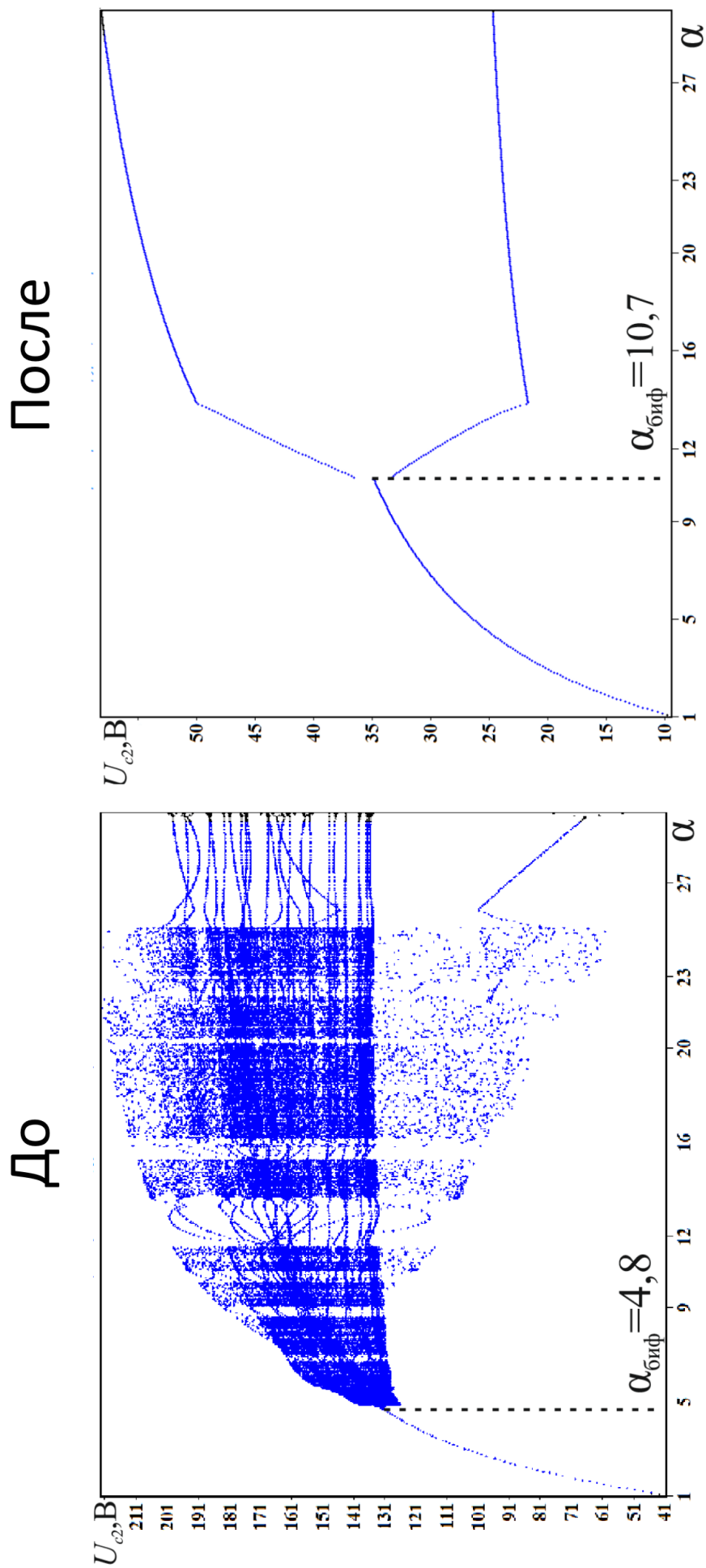


Рис. 4.22. Применение управления нелинейной динамикой на основе линеаризации отображения Пуанкаре для преобразователя Zeta

4.4. Выводы

Был проведен сравнительный анализ карт динамических режимов и диаграмм относительного размаха колебаний, представленных ранее трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности, рассчитанных исходя из необходимости получения одинаковых значений выходных напряжений при работе на одинаковую нагрузку.

При исследовании нелинейной динамики импульсных преобразователей напряжения наиболее важно определить конфигурацию области проектного режима, за пределами которой работа преобразователя сопряжена с опасностью выхода из строя. Требуется знать амплитуду колебаний токов и напряжений вблизи бифуркационной границы, что позволит оценить ее опасность.

Анализ динамических карт показал, что при выбранных параметрах силовой части, присуща сложная квазипериодическая динамика, характеризующаяся большой амплитудой колебаний выходного напряжения. Преобразователь Кука демонстрирует наибольшую безопасность первой бифуркационной границы, поэтому с позиций нелинейной динамики является более предпочтительным.

Предложен способ управления нелинейной динамикой 3Ф-ИПКМ. Лучший результат использования применённого алгоритма получен в преобразователе SEPIC. Применение алгоритма в реальных устройствах приведет к значительному приросту характеристик преобразователя.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В представленной диссертационной работе было проведено математическое моделирование нелинейной динамики трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности с использованием численного метода и получены следующие результаты:

1. Обосновано положение о том, что использование традиционных (не модельно-ориентированных) методик проектирования трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности не обеспечивает максимально возможного КПД, а также не исключает непрогнозируемый выход из строя преобразователей вследствие неучета нелинейных режимов их работы.

2. Разработаны математические модели трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности, описывающие нелинейные процессы в указанных объектах и в отличающиеся от прототипов учетом нелинейности характеристик.

3. Разработан численный метод в задаче поиска времени коммутации на тактовом интервале работы трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности, базирующийся на дифференциальных уравнениях состояния преобразователя и позволяющий значительно сократить время расчета режимов на тактовом интервале работы трехфазного преобразователя без ущерба в точности полученных результатов.

4. Проведено сравнение математических моделей с существующими и получен результат при котором расхождение между моделями составляет менее 3%, а использование предложенного численного метода увеличивает скорость расчета по сравнению с существующими моделями более чем в 10 раз при аналогичных параметрах точности расчета моделей.

5. Разработан программный комплекс “PhaseCor” на основе сформулированных требований, базирующийся на разработанных математических моделях и отличающийся возможностью выбора типа трехфазного импульсного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности и анализа характеристик нелинейных динамических процессов, протекающих в рассматриваемых преобразователях.

6. Проведено исследование нелинейных динамических процессов в трехфазных импульсных преобразователях с коррекцией коэффициента мощности, определены границы существования областей нелинейных режимов работы преобразователей, даны рекомендации по выбору параметров преобразователей с учетом влияния нелинейных динамических процессов.

7. Предложен подход к проектированию трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности, базирующийся на бифуркационных явлениях, возникающих в преобразователях.

8. Для программного комплекса разработан и проверен в численном эксперименте алгоритм системы управления, позволяющий для трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности в областях параметров со сложной динамикой обеспечить проектный динамический режим.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андриянов, А.И. Математическое моделирование процессов нелинейной динамики в замкнутых системах автоматического управления с однополярной реверсивной модуляцией: дис.... канд. техн. наук / А.И. Андриянов. – 2004. – 227 с.
2. Андриянов, А.И. Исследование нелинейной динамики замкнутых систем управления с составными преобразователями напряжения / А.И. Андриянов, Н.М. Булохов // Мехатроника. Автоматизация. Управление. – 2013. – № 12. – С. 39–45.
3. Андриянов, А.И. Модель корректора коэффициента мощности с управлением внутри одного тактового цикла / А.И. Андриянов, А.А. Малаханов // Системы управления и информационные технологии. – 2007. – № 1.1(27). – С. 108–113.
4. Андриянов, А.И. Алгоритмы для бифуркационного анализа обобщенной модели преобразователей постоянного напряжения / А.И. Андриянов, Н.И. Булохов // Справочник. Инженерный журнал. – 2013. – № 10. – С. 30–39.
5. Андриянов, А.И. Алгоритм многопараметрического управления нелинейной динамикой импульсных преобразователей на основе линеаризации отображения Пуанкаре / А.И. Андриянов, И.Ю. Бутарев // Известия вузов. Электроника, 2014. – №6 (110). – С. 51-59.
6. Андриянов, А.И. Нелинейная динамика однофазных корректоров коэффициента мощности на основе непосредственного повышающего преобразователя напряжения / А.И. Андриянов, И.Ю. Бутарев, А.А. Малаханов // Системы управления и информационные технологии. – 2014. – №4 (58). – С. 45-52.
7. Андриянов, А.И. Система управления нелинейной динамикой инвертора напряжения с запаздывающей обратной связью / А.И. Андриянов, Д.Ю. Михальцов, И.Ю. Бутарев, А.В. Пивторак // Динамика нелинейных

дискретных электротехнических и электронных систем. – Чебоксары, 2017. – С.142-146.

8. Андриянов, А.И. Сравнительный анализ систем управления с составными преобразователями напряжения по конфигурации первых бифуркационных границ / А.И. Андриянов, И.Ю. Бутарев, А.А. Малаханов // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2015. – №2. – С. 55-64.

9. Андриянов, А.И. Управление нелинейной динамикой в области мультистабильности на основе линеаризации отображения Пуанкаре / А.И. Андриянов, И.Ю. Бутарев// Радиоэлектроника, Электротехника и Энергетика: Двдцатая междунар. науч.-тех. конф. студентов и аспирантов (27-28 февраля 2014 г., г.Москва). Тез. докл. в 4 т. – М.: Издательский дом МЭИ, 2014. – Т. 1. С.201.

10. Андриянов, А.И. Обеспечение проектных динамических режимов непосредственного понижающего преобразователя/ А.И. Андриянов, И.Ю. Бутарев, А.С. Потапов// Поколение будущего: Взгляд молодых ученых - 2013 [Текст]: материалы Международной молодежной научной конференции (13-15 ноября 2013 г.): в 6 т. – Курск: Юго-Зап. гос. ун-т., 2013. – Т. 6. – С.29-34.

11. Андриянов, А.И. Исследование нелинейной динамики замкнутых систем управления с преобразователем на несимметричной первичной обмотке/ А.И. Андриянов, И.Ю. Бутарев, Н.М. Булохов, А.С. Потапов // Тенденции формирования науки нового времени: сборник статей Т33 Международной научно-практической конференции 27-28 декабря 2013 г.: в 4 ч. – Уфа: РИЦ БашГУ, 2014 – 330 с. – Ч.4. –С.65-67.

12. Андриянов, А.И. Обобщенная математическая модель транзисторных преобразователей напряжения / А.И. Андриянов, И.Ю. Бутарев // Перспектива–2014. Материалы Международной научной конференции студентов, аспирантов и молодых учёных.– Нальчик : Каб.-Балк. ун-т, 2014. – Т. IV. – С.124-127.

13. Андриянов, А.И. Управление нелинейной динамикой в области мультистабильности на основе линеаризации отображения Пуанкаре/ А.И.

Андрянов, И.Ю. Бутарев // Наукоемкие технологии и инновации: сборник докладов юбилейной международной научно-практической конференции посвященный 60 летию БГТУ им. Шухова. – Белгород, 2014. – Т.6. – С.3-7.

14. Андрянов, А.И. Адаптация параметров метода направления на цель при управлении нелинейной динамикой импульсных преобразователей напряжения / А.И. Андрянов, И.Ю. Бутарев // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем. Материалы XI Всероссийской научно-технической конференции. – Чебоксары, 2015. – С.10-13.

15. Андрянов, А.И. Математическое модель трехфазных корректоров коэффициента мощности / А.И. Андрянов, И.Ю. Бутарев // Информационные Технологии в Электротехнике и Электроэнергетике. Материалы X всероссийской научно-технической конференции. – Чебоксары, 2016. – С.80-83.

16. Андрянов, А.И. Трехфазный корректор мощности на основе инвертора напряжения / А.И. Андрянов, И.Ю. Бутарев // Сборник трудов XIII Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Информационные технологии, энергетика и экономика». – Филиал МЭИ в г. Смоленск, 2016. – С.221-225.

17. Анищенко, В.С. Нелинейная динамика хаотических и стохастических систем: Фундаментальные основы и избранные проблемы / В.С. Анищенко, Т.Е. Вадивасова, В.В. Астахов. – Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1999. – 368 с.

18. Баушев, В.С. Нормальные структуры устройств преобразования электрической энергии и автоматизация проектирования / В.С. Баушев, А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко // Проблемы преобразования электрической энергии: тезисы докладов международной конференции МЭИ. – 1993. – С. 38.

19. Баушев, В.С. Нормальные структуры динамических объектов / В.С. Баушев, А.В. Кобзев, Ю.Н. Тановицкий; под ред. В.С. Баушева // Аппаратно-

программные средства автоматизации технологических процессов – Изд. Томского гос. ун-та, 1997. – С. 146–152.

20. Баушев, В.С. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием / В.С. Баушев, Ж.Т. Жусубалиев // Электричество, 1992. – № 8. – С. 47–53.

21. Белов, Г.А. Динамика импульсных преобразователей / Г.А. Белов. – Изд-во Чуваш. ун-та, 2001. – 448 с.

22. Бородин, К.В. Математическое моделирование динамики инвертирующего DC/DC преобразователя напряжения / К.В. Бородин, С.Г. Михальченко // Доклады ТУСУРа. – 2008. – С. 150–156.

23. Бородин, К.В. Бифуркации в динамике инвертирующего преобразователя напряжения / К.В. Бородин, С.Г. Михальченко, Г.Я. Михальченко // Доклады ТУСУРа. – 2010. – С. 86–92.

24. Бутарев, И.Ю. Управление нелинейной динамикой в области мультистабильности на основе линеаризации отображения Пуанкаре/ И.Ю. Бутарев // Математика и ее приложения в современной науке и практике: сборник научных статей Научно-практической конференции студентов и аспирантов с международным участием. – Курск: Юго-Западный государственный университет, 2014. – С.139-143

25. Бутарев, И.Ю. Математическое моделирование трехфазных корректоров коэффициента мощности / И.Ю. Бутарев, Д.Ю. Азьмуко // Радиоэлектроника, Электротехника и Энергетика: Двадцать третья междунар. науч.-тех. конф. студентов и аспирантов (2-3 марта 2017 г., г. Москва). Тез. докл.: в 3 т. – М.: Издательский дом МЭИ, 2017. –Т. 1. – С.148.

26. Бутарев, И.Ю. Исследование аварийных режимов в трехфазном корректоре коэффициента мощности/ И.Ю. Бутарев, Д.А. Крестниковский // САПР и моделирование в современной электронике. Сборник научных трудов I Международной научно-практической конференции, Брянск, 22–23 ноября 2017 г. – Брянск, 2017. – С. 162-169.

27. Бутарев, И.Ю. Использование цифрового фильтра в Matlab при аппроксимации данных измерения динамических параметров силовых модулей / И.Ю. Бутарев, А.В. Толочко // САПР и моделирование в современной электронике. Сборник научных трудов I Международной научно-практической конференции, Брянск, 22–23 ноября 2017 г. – Брянск, 2017. – С. 72-76.

28. Бутарев, И.Ю. Математическая модель трёхфазного корректора коэффициента мощности / И.Ю. Бутарев, А.И. Андриянов // САПР и моделирование в современной электронике. Сборник научных трудов I Международной научно-практической конференции, Брянск, 22–23 ноября 2017 г. – Брянск, 2017. – С.136-145.

29. Бутарев, И.Ю. Математическая модель трехфазного корректора коэффициента мощности на основе инвертора напряжения/ И.Ю. Бутарев // Вестник БГТУ. – Брянск, 2016. – №3 – С.36-42.

30. ГОСТ 30804.4.7-2013 (IEC 61000-4-7:2009). Совместимость технических средств электромагнитная. Общее руководство по средствам измерений и измерениям гармоник и интергармоник для систем электроснабжения и подключаемых к ним технических средств.

31. ГОСТ 30804.3.2-2013 (IEC 61000-3-2:2009). Совместимость технических средств электромагнитная. Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами с потребляемым током не более 16 А (в одной фазе). Нормы и методы испытаний.

32. Гринберг, А.С. Г85. Информационный менеджмент: Учеб. пособие для вузов/ А.С. Гринберг, И.А. Король. – М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2003. - 415 с.

33. Жусубалиев, Ж. Т. Бифуркации и хаос в релейных и широтно-импульсных системах автоматического управления / Ж.Т. Жусубалиев, Ю.В. Колоколов. – М.: Машиностроение-1, 2001. – 120 с.

34. Кобзев, А.В. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев [и др.] – Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 224с.

35. Кобзев, А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Радио и связь, 1990. – 336 с.
36. Колмогоров, А.Н. Элементы теории функций и функционального анализа / А.Н. Колмогоров, С.В. Фомин. – Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука», 1976. – 544 с.
37. Крюков, Б.И. Вынужденные колебания существенно нелинейных систем / Б.И. Крюков – Машиностроение, 1984. – 216 с.
38. Кузнецов, С.П. Динамический хаос: курс лекций. 2-е изд. / С.П. Кузнецов. – Физматлит, 2001. – 356 с. 149.
39. Ланда, П.С. Нелинейные колебания и волны / П.С. Ланда – Либроком, 2010. – 552с.
40. Лапонов, С.Н. Моделирование динамики системы энергообеспечения с однополярной реверсивной модуляцией потенциально опасных технологических процессов: дис.... канд. техн. наук / С.Н. Лапонов. – 2002. – 162с.
41. Лихтенберг, А. Регулярная и стохастическая динамика / А. Лихтенберг, М. Либерман. – Мир, 1985. – 529 с.
42. Магницкий, Н.А. Новые методы хаотической динамики / Н.А. Магницкий, С.В. Сидоров. – Едиториал УРСС, 2004. – 320 с.
43. Малаханов, А.А. Математическая модель однофазного корректора коэффициента мощности / А.А. Малаханов, Г.Я. Михальченко // Доклады Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2008. – Т. 2. – № 2. – С. 143–149.
44. Малаханов, А.А. Математическое моделирование импульсно-модуляционных систем с коррекцией коэффициента мощности: дисс.... канд. техн. наук / А.А. Малаханов. – 2007. – 175 с.
45. Малаханов, А.А. Модель однофазного корректора коэффициента мощности с интегрированием внутри такта / А.А. Малаханов // Вестник Брянского гос. тех. ун-та. – 2007. – Т. 1. – С. 34–42.

46. Михальченко, С.Г. Бифуркационный анализ нелинейных динамических систем полупроводниковых преобразователей модульного типа: дисс. д-ра техн. наук / С.Г. Михальченко. – 2012. – 325 с.
47. Неймарк, Ю.И. Стохастические и хаотические колебания / Ю.И. Неймарк, П.С. Ланда. – Наука, 1987. – 424 с.
48. Понтрягин, Л.С. Обыкновенные дифференциальные уравнения / Л.С. Понтрягин. – Наука, 1986. – 332 с.
49. Постников, Н.С. Стохастичность релейных систем с гистерезисом / Н.С. Постников // Автоматика и телемеханика. – 1998. – № 3. – С. 57–68.
50. Розенвассер, Е.Н. Колебания нелинейных систем / Е.Н. Розенвассер. – Наука, 1969. – 576 с.
51. Свид. 2017660070 Российская Федерация. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета систем уравнений с помощью многомерного метода Мюллера / Андриянов А. И., Бутарев И.Ю.; заявитель и правообладатель ГБОУ ВО БГТУ (RU). - 2017660070; заявл. 17.07.2017; опубл. 14.09.2017, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.
52. Свид. 2017660073 Российская Федерация. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Программа моделирования динамики трехфазных корректоров коэффициента мощности / Андриянов А. И., Бутарев И.Ю.; заявитель и правообладатель ГБОУ ВО БГТУ (RU). - 2017660073; заявл. 17.07.2017; опубл. 14.09.2017, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.
53. Севернс, Р. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания / Р. Севернс, Г. Блум. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
54. Сухотерин, Е.А. Моделирование квазипериодической динамики импульсных систем автоматического регулирования: дис.... канд. техн. наук / Е.А. Сухотерин. – 2004. – 141 с.

55. Тодд, М. Дж. Вычисления неподвижных точек и приложения к экономике / М. Дж. Тодд. – Наука, 1983. – 111 с.
56. Фейгенбаум, М. Универсальное поведение в нелинейных системах / М. Фейгенбаум // Успехи физических наук. – 1983. – Т. 141. – С. 343–374.
57. Фейгин, М.И. Вынужденные колебания систем с разрывными нелинейностями / М.И. Фейгин. – Наука, 1994. – 228 с.
58. Фейгин, М.И. О рождении семейств субгармонических режимов в кусочно-непрерывной системе / М.И. Фейгин // Прикладная математика и механика. – 1974. – Т. 38. – № 5. – С. 810–818.
59. Фейгин, М.И. О структуре С-бифуркационных границ кусочно-непрерывных систем / М.И. Фейгин // Прикладная математика и механика. – 1978. – Т. 42. – С.820–829.
60. Фейгин, М.И. Удвоение периода колебаний при С-бифуркациях в кусочно-непрерывных системах / М.И. Фейгин // Прикладная математика и механика. – 1970. – Т. 34. – С. 861–869.
61. Филиппов, А.Ф. Дифференциальные уравнения с разрывной правой частью / А.Ф. Филиппов. – Наука, 1985. – 255 с.
62. Хапаев, М.М. Асимптотические методы и устойчивость в теории нелинейных колебаний: учеб. пособие для вузов / М.М. Хапаев. – Высш. шк., 1988. – 184 с.
63. Цыпкин, Я.З. Теория релейных систем автоматического регулирования / Я.З. Цыпкин. – Госиздат технико-экономической литературы, 1955. – 456 с.
64. Цыпкин, Я.З. Релейные автоматические системы / Я.З. Цыпкин. – Наука, 1974. – 575 с.
65. Шустер, Г. Детерминированный хаос / Г. Шустер. – Мир, 1988. – 240 с.
66. Яночкина, О.О. Управление процессом окомкования сыпучих материалов при производстве железнорудных окатышей на основе системы с

многочастотной модуляцией: дис.... канд. техн. наук / О.О. Яночкина. – 2011. – 126 с.

67. Duran P.A. A Practical Guide to Analog Behavioral Modeling for IC System Design. Boston, MA: Springer US, 1998. 238 p.

68. Akagi, H. New trends in active filters for power conditioning / H. Akagi// IEEE Trans. Ind. Applicat. – 1994. – Vol. 32. – P. 1312–1322.

69. Andryanov A. I. Mathematical modeling of nonlinear dynamics of single-phase power factor correction / A.I. Andryanov, I. Yu. Butarev// Modeling of artificial intelligence. – Сочи: Научный Издательский Дом "Исследователь", 2014. – №4 – С .152-158.

70. Barbosa, P. Analysis and evaluation of the two switch three-level boost rectifier/ P. Barbosa, F. Canales, F. Lee// in Proc. IEEE PESC'01. – 2001. – P. 1659–1664.

71. Bollen, M. H. J. Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions / M. H. J. Bollen // ser. Power Engineering. New York: IEEE Press. – 2000.

72. Borojevich, D. Analog vs. digital design three-phase power factor correction / D. Borojevich //in Proc. HFPC'94. – 1994. – P. 322–348.

73. Borojevich, D. Three-phase PWM converter: Modeling and control design / D.Borojevich, S.Hiti// IEEE APEC'96 (Seminar 9), San Jose, CA. – 1996.

74. Carlton, D. Multilevel, unidirectional AC-DC converters, a cost effective alternative to bi-directional converters / D. Carlton, W. G. Dunford//in Proc. IEEE PESC'01. – 2001. – P. 1911–1917.

75. Celanovic, N. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters / N.Celanovic, D.Borojevich// IEEE Trans.Ind.Applicat. – 2001. –Vol. 37. – P. 637–641.

76. Choi, S. New pulse multiplication technique based on 6-pulse thyristor converters for high power applications / S. Choi, J. Jung// in Proc. IEEE APEC'01. – 2001. – P. 800–805.

77. Ejea, J. B. High-frequency bi-directional three-phase rectifier with power factor correction/ J. B. Ejea, E. S. Kilders, J. A. Carrasco, R. D. L. Calle, J. M. Espi// in Proc. IEEE PESC'01. – 2001. – P. 1303–1308.

78. Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 3: Limits—Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current <16 A per Phase), IEC1000-3-2 Doc., 1995.

79. El-Habrouk, M. Active power filters: a review / M. El-Habrouk, M. K. Darwish, P. Mehta //Proc.IEE—Elect.PowerApplicat.— 2000. – Vol. 147. – P.493–413.

80. Falin, J. T. Design DC/DC converters based on SEPIC topology / J.Falin // Analog Application Journal. – 2008. –Q4. –P.18–23.

81. Falin, J. T. Design DC/DC converters based on Zeta topology / J.Falin // Analog Application Journal. –2010. –Q2. –P.16–21.

82. Giauris, D. Control of Fast Scale Bifurcations in Power-Factor Correction Converters / D. Giauris, S. Banerjee, B. Zahavi, V. Pickert // IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs. – 2007. –Vol. 54. - № 9. – P. 805-809.

83. Grady, W. M. Survey of active power line conditioning methodologies / W. M. Grady, M. J. Samotyj, A. H. Noyola // IEEE Trans. Power Delivery. – 1990. – P. 1536–1542.

84. Hansen, S. Quasi 12-pulse rectifier for adjustable speed drives / S. Hansen, S. Uffe, F. Blaabjerg// in Proc. IEEE APEC'01. – 2001. – P. 806-812.

85. Heydt, G.T. Electric Power Quality, 2nd ed / G.T.Heydt//West Lafayette, IN:Stars in a Circle. – 1994.

86. IEC 60831-1:2014. Shunt power capacitors of the self-healing type for a.c. systems having a rated voltage up to and including 1 000 V - Part 1: General - Performance, testing and rating - Safety requirements - Guide for installation and operation.

87. IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonics Control in Electric Power Systems, IEEE Std. 519, 1992.

88. Ivensky, G. A novel three-phase rectifier with reduced THD / G.Ivensky, S.B.Yaakov// in Proc. IEEE PESC'01. – 2001. – P. 672–677.
89. Kazerani, M. A high performance current controlled regenerative AC-DC converter for DC motor drive / M. Kazerani, G. Joos, and P. D. Ziogas// in Proc. IEEE IECON'90. – 1990. – P. 1169–1175.
90. Kolar, J.W. Three-phase power factor correction technology / J. W. Kolar, J. Sun// IEEE PESC'01 (Seminars 1 & 4), Vancouver, BC, Canada. – 2001.
91. Mao, H. Review of high-performance three-phase power-factor correction circuits / H. Mao, F. C. Y. Lee, D. Boroyevich// IEEE Trans. Ind. Electron.– 1997. – Vol. 44 – P. 437–446.
92. Martins, D. C. Three-phase rectifier using a SEPIC DC-DC converter in continuous conduction mode for power factor correction/ D. C. Martins, A. H. D. Oliveira I. Barbi// in Proc. IEEE INTELEC'98. – 1998. – P. 491–497.
93. Martins, D. C. Isolated three-phase rectifier with high power factor using Zeta converter in continuous conduction mode / D. C. Martins, M. M. Casaro// IEEE Trans. Circuits Syst. I. – 2001. – Vol. 48 – P. 74–80.
94. Mechi, A. Three-phase PWM AC to DC converter with step/down voltage / A. Mechi, S. Funabiki// in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting. – 1992. – P. 703–709.
95. Minibock, J. Comparative theoretical and experimental evaluation of bridge leg topologies of a three-phase three-level utility power factor rectifier / J.Minibock, J.W.Kolar// in Proc. IEEE PESC'01. – 2001. – P. 1641–1646.
96. Mohan, N. Power Electronics :Converters, Applications and Design, 2nd ed / N. Mohan ,T. Udeland , W.Robbins //New York: Wiley. – 1995.
97. Naik, R. Third harmonic modulated power electronics interface with 3-phase utility to provide a regulated DC output and to minimize line-current harmonics / R. Naik, M. Rastogi, N. Mohan // Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting. -1992. - P. 689–694.
98. Orabi, M. Identification and Analysis of Nonlinear Phenomena in Boost PFC Converter Using Bifurcation Maps / M. Orabi, T. Ninomiya //

Telecommunications Energy Conference, 2004. INTELEC 2004. 26th Annual International. -2004. – P.705–712.

99. Ohnishi, T. The-phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control / T. Ohnishi//in Proc. IEEE IECON'91. – 1991. – P. 819–824.

100. Paulillo, G. T-ADZ—a novel converter transformer / G. Paulillo, J. Policarpo, G. Abreu, C. A. M. Guimaraes, R. A. Oliveira, “// in Proc. IEEE ICHQP'00. – 2001. – P. 715–719.

101. Prasad, A.R. An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers / P. D. Ziogas, S. Manias // IEEE Trans. Power Electron. - 1991. - Vol. 6. - P. 83–92.

102. Ren, H. Low-Frequency Bifurcation Behaviors of PFC Converter/ H. Ren, C. Jin, T. Ninomiya// Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on – 2005. – P. 2827–2830.

103. Ridley, R. Three-phase power factor correction circuits / R. Ridley //Part 1 in Proc. HFPC'94. – 1994. – P. 278–321.

104. Rodriguez, J. A simple control method for a switching rectifier with power transistors / J. Rodriguez //IEEE Trans. Power Electron.– 1987. – Vol. 2 – P. 367–372.

105. Sabanovic, N. Sliding mode control of three-phase switching power converters / N. Sabanovic, A. Sabanovic, K. Ohnishi// in Proc. IEEE IECON'92. – 1992. – P. 319–324.

106. Segueir, G. Power Electronic Converters AC/DC Conversion /G. Seguer// New York: McGraw-Hill. – 1986.

107. Seixas, F. J. M. D. A new three-phase low THD power supply with high frequency isolation and 60 V/200 A regulated DC output / F. J. M. D. Seixas, I. Barbi// in Proc. IEEE PESC'01. – 2001. – P. 1629–1634.

108. Simonetti, D. S. L. Single-switch three-phase power factor preregulator under variable switching frequency and discontinuous input current / D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, J. Uceda// in Proc. IEEE PESC'93. – 1993. – P. 657–662.

109. Sul, S. K. Design and performance of a high frequency link induction motor drive operating at unity power factor / S. K. Sul, T. A. Lipo// in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting. – 1988. – P. 308–313.

110. Tse, Chi.K. Bifurcation analysis of a power-factor-correction boost converter/ Chi.K. Tse, O. Dranga, H.C. Iu Herbert // Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on. – 2003. – Vol. 3.– P. 312–315.

111. Tse, C.K. Instability and Chaos in a Current-mode Controlled Cuk Converter / C.K. Tse, C.Y. Chan // Power Electronics Specialists Conference, PESC '95 Record., 26th Annual IEEE (Volume:1). Atlanta, GA. – 1995. – Vol. 1. – P. 608–613.

112. Tse, C.K. Experimental Confirmation of Chaos in a Current – Programmed Cuk Converter / C.K. Tse, S.C. Fung, M.W. Kwan // Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on. – 1996. – Vol. 43. – № 7 – P. 605–608.

113. Tse, C.K. Hopf Bifurcation and Chaos in a Free-Running Current-Controlled Cuk Switching Regulator / C.K. Tse, Y.M. Lai, H.H.C. Iu. // Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on. – 2000. – Vol. 47. – № 4. – P. 448–457.

114. Tse, C.K. Flip bifurcation and chaos in three-state boost switching regulators / C.K. Tse // Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on. – 1994. – Vol. 41. – № 1 – P. 16–23.

115. Tse, C.K. Recent developments in the study of nonlinear phenomena in power electronics circuits / C.K. Tse // IEEE Circuits and Systems Society Newsletter. – 2000. – № 11. – P. 14–21.

116. Veas, D. R. A novel load current control method for a leading power factor voltage source PWM rectifier /D. R. Veas, J. W. Dixon, B.-T. Ooi// IEEE Trans. Power Electron. – 1994. – Vol. 9 – P. 153–159.

117. Villablanca, M. A modified back-to-back HVdc system for 36-pulse operation / M. Villablanca, J. D. Valle, J. Rojas, W. Rojas//IEEE Trans. Power Delivery. – 2000. – P. 641–645.
118. Wan Cheng. Irreversible Bifurcation Phenomenon in Powergrid Connected Converter Systems / Wan Cheng [и др.] // International Journal of Bifurcation and Chaos. – 2012. – Vol. 6. – P. 1–8.
119. Wei Jiang. Study of Nonlinear Phenomena and Chaos Control in Single-phase SPWM H Bridge Inverter / Wei Jiang, Fang Yuan, Wenlong Hu // Applied Mechanics and Materials. – 2011. – Vol. 2. – P. 1–6.
120. Wong, K.T. Harmonic analysis of PWM multilevel converters / K. T. Wong// Proc. IEE—Elect. Power Applicat. – 2001. –Vol. 148 – P. 35-43.
121. Xuand, L. A flying capacitor multilevel PWM converter based UPFC / L.Xuand, V.G.Agelidis// in Proc. IEEE PESC'01. – 2001. – P. 1905–1910.
122. Zhusubaliyev, Zh. T. Phase Synchronized Quasiperiodicity in Power Electronic Inverter Systems / Zh.T. Zhusubaliyev, E. Mosekilde, A.I. Andriyanov, V.V. Shein // Physica D: Nonlinear Phenomena. – 2014. – V.268. – P.14–24.

ПРИЛОЖЕНИЯ

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Программа моделирования динамики трехфазных корректоров коэффициента мощности

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               Скрипт main.m:                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear;
eps=10e-8;
global S;
param;
k=0;
z0=0;
npoint=S.num_points;
count=0;

for n=1:1:S.numper
S.key=0;
switch_m;
k=k+1;
zkA=PWMA(Xo,k);
zkB=PWMB(Xo,k);
zkC=PWMC(Xo,k);
Key=[zkA,zkB,zkC];
KeyM(:,n)=Key;

    if (zkA<=zkB) && (zkA<=zkC)
        zk1=zkA;
        keyK1=100;

        if (zkB<=zkC)
            zk2=zkB;
            keyK2=10;
            zk3=zkC;
            keyK3=1;
        else
            zk2=zkC;
            keyK2=1;
            zk3=zkB;
            keyK3=10;
        end
    end

    if (zkB<zkA) && (zkB<=zkC)
        zk1=zkB;
        keyK1=10;

        if (zkA<=zkC)

```

```

        zk2=zkA;
        keyK2=100;
        zk3=zkC;
        keyK3=1;
    else
        zk2=zkC;
        keyK2=1;
        zk3=zkA;
        keyK3=100;
    end
end

if (zkC<zkA) && (zkC<zkB)
    zk1=zkC;
    keyK1=1;

    if (zkA<=zkB)
        zk2=zkA;
        keyK2=100;
        zk3=zkB;
        keyK3=10;
    else
        zk2=zkB;
        keyK2=10;
        zk3=zkA;
        keyK3=100;
    end
end

Xzk1=x(Xo,zk1,0,k);
S.key=keyK1;
switch_m;
Xzk2=x(Xzk1,zk2,zk1,k);
S.key=S.key+keyK2;
switch_m;
Xzk3=x(Xzk2,zk3,zk2,k);
S.key=0;
    kk1=0;
    kk2=0;
    kk3=0;
    switch_m;

for i=0:1/npoint:1-1/npoint
    count=count+1;
    T(:,count)=(k-1+i)*S.a;

```

```

    if (i<zk1)
        Data_calc(:,count)=x(Xo,i,0,k);
        Dat=Data_calc(:,count);
        Ia(:,count) =Data_calc(1,count);
        Ib(:,count) =Data_calc(2,count);
        Uout(:,count) =Data_calc(3,count);
        saw(:,count)=2*S.Uop*(i-0.5);
        Uacont(:,count)=UcontA(Xo,0,k);
        Ubcont(:,count)=UcontB(Xo,0,k);
        Uccont(:,count)=UcontC(Xo,0,k);
    end

                                if (i>=zk1) && (i<zk2)
                                    if kk1==0
                                        kk1=1;

S.key=keyK1;
switch_m;

                                end

Data_calc(:,count)=x(Xzk1,i,zk1,k);
Dat=Data_calc(:,count);
Ia(:,count) =Data_calc(1,count);
Ib(:,count) =Data_calc(2,count);
Uout(:,count) =Data_calc(3,count);
saw(:,count)=2*S.Uop*(i-0.5);
Uacont(:,count)=UcontA(Xo,0,k);
Ubcont(:,count)=UcontB(Xo,0,k);
Uccont(:,count)=UcontC(Xo,0,k);
                                end

                                if (i>=zk2) && (i<zk3)
                                    if kk2==0
                                        kk2=1;
S.key=0;
S.key=S.key+keyK1+keyK2;
switch_m;
                                end

Data_calc(:,count)=x(Xzk2,i,zk2,k);
Dat=Data_calc(:,count);
Ia(:,count) =Data_calc(1,count);
Ib(:,count) =Data_calc(2,count);

```

```

Uout(:,count) =Data_calc(3,count);
saw(:,count)=2*S.Uop*(i-0.5);
Uacont(:,count)=UcontA(Xo,0,k);
Ubcont(:,count)=UcontB(Xo,0,k);
Uccont(:,count)=UcontC(Xo,0,k);

end

    if (i>=zk3)
if kk3==0
kk3=1;
S.key=111;
switch_m;
end
    if i==1
        end

Data_calc(:,count)=x(Xzk3,i,zk3,k);
Dat=Data_calc(:,count);
Ia(:,count) =Data_calc(1,count);
Ib(:,count) =Data_calc(2,count);
Uout(:,count) =Data_calc(3,count);
saw(:,count)=2*S.Uop*(i-0.5);
Uacont(:,count)=UcontA(Xo,0,k);
Ubcont(:,count)=UcontB(Xo,0,k);
Uccont(:,count)=UcontC(Xo,0,k);
        end
    end

    S.key=111;
    switch_m;
    Xo=x(Xzk3,1,zk3,k);
    Xt(:,n)=Xo;
    end;

plot(T,Uout);
plot(T,saw,T,Uacont,T,Ubcont,T,Uccont);

%                               Скрипт param.m                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

global S;

%параметры схемы

S.Em=311; %амплитуда сетевого напряжения

```

```

f=50;      %частота сетевого напряжения
S.w=2*pi*f; %циклическая частота сетевого
напряжения

S.E=[1 0 0; 0 1 0; 0 0 1]; %единичная матрица

S.La=0.03; %индуктивность дросселя фазы А
S.Lb=0.03; %индуктивность дросселя фазы В
S.Lc=0.03; %индуктивность дросселя фазы С

S.Ra=1;      %сопротивление дросселя фазы А
S.Rb=1;      %сопротивление дросселя фазы В
S.Rc=1;      %сопротивление дросселя фазы С

S.Ccap=8e-5; %емкость конденсатора фильтра

S.Rout=30;    %сопротивление нагрузки
S.Rvdon=0.01;
S.RoutVD=(S.Rout*S.Rvdon)/(S.Rout+S.Rvdon);

S.v=1/(S.La*S.Lb+S.La*S.Lc+S.Lb*S.Lc);

t0=0;      %начальное время
count=0;
S.phiA=0;   %начальное смещение фазы А
S.phiB=-2*pi/3; %начальное смещение фазы В
S.phiC=2*pi/3; %начальное смещение фазы С

%матрицы
S.B1=[S.v*(S.Lb+S.Lc); -S.v*S.Lc; 0];
S.B2=[-S.v*S.Lc; S.v*(S.La+S.Lc); 0];
S.B3=[-S.v*S.Lb; -S.v*S.La; 0];

Xo=[0; 0; 500]; %начальные условия

%параметры ШИМ
a=2e-4;
%период ШИМ
Fpwm=1/a;
%частота ШИМ
S.q=Fpwm/f;
%кратность квантования
gamma_max=1;
максимальный коэффициент заполнения в системе

```

```

    % параметры обратной связи
    S.a = a;
% период шим
    S.alpU=1;
% коэффициент усиления ошибки по выходному напряжению
    S.betU=0.01;
% коэффициент передачи обратной связи по выходному
напряжению
    S.alpI=0.2;
% коэффициент усиления ошибки по входному току
    S.betI=0.01;
% коэффициент передачи обратной связи по входному току
    S.Uop=10;
% амплитуда развертывающего напряжения (пилы)
    S.betUin=0.01;
    S.Uzad=20;
% напряжение управления
    S.z_max = 1;
% ограничение длительности заполнения импульса
% параметры расчетов
S.number_periods = 20;
% число итераций отображения для расчета
    S.numper =200;
% количество тактов ШИМ для расчета
    S.num_points = 100;
% число точек на такт периода коммутации

% инициализация массивов
saw = zeros(1,S.numper*S.num_points);
Ia = zeros(1,S.numper*S.num_points);
Ib = zeros(1,S.numper*S.num_points);
N= zeros(1,S.numper);
ZkA = zeros(1,S.numper);
ZkB = zeros(1,S.numper);
ZkC = zeros(1,S.numper);
Data_calc=zeros(3,S.numper*S.num_points); % матрица
данных расчетов
Uerr= zeros(1,S.numper);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               функция dzetaA.m:                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function f = dzetaA(Xo,z,k)
global S;
f=UcontA(Xo,z,k)-2*S.Uop*(z-0.5);

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               функция dzetaB.m:                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

function f = dzetaB(Xo,z,k)
global S;
f=UcontB(Xo,z,k)-2*S.Uop*(z-0.5);

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               функция dzetaC.m:                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

function f = dzetaC(Xo,z,k)
global S;
f=UcontC(Xo,z,k)-2*S.Uop*(z-0.5);

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               функция PWMA.m:                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

function zA = PWMA (Xo,k)

```

```

global S;
F1=dzetaA(Xo,0,k);

if F1<=0
    zA=0;
    return;
end

```

```

    z=
    UcontA(Xo,0,k)/(2.0*S.Uop)+S.Uop/(2.0*S.Uop);
    if z < 1
        zA = z;
    else
        zA=S.z_max;
    end
    return;
end

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               функция PWMb.m:                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function zB = PWMB (Xo,k)

global S;
    F1=dzetaB(Xo,0,k);

    if F1<=0
        zB=0;
        return;

    end

z = UcontB(Xo,0,k) / (2*S.Uop)+S.Uop/ (2*S.Uop);
    if z < 1
        zB = z;
    else
        zB=S.z_max;
    end
return;
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               функция PWMc.m:                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function zC = PWMC (Xo,k)

global S;
    F1=dzetaC(Xo,0,k);

    if F1<=0
        zC=0;
        return;
    end

z = UcontC(Xo,0,k) / (2*S.Uop)+S.Uop/ (2*S.Uop);
    if z < 1
        zC = z;
    else
        zC=S.z_max;
    end
return;

end

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%      Функция Switch_m.m:      %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
global S;
if      (S.key==100) %1-4-6
    S.A(1,3)=-S.v*(S.Lb+S.Lc);
    S.A(2,3)=S.v*S.Lc;
    S.A(3,1)=1/S.Ccap;
    S.A(3,2)=0;
    S.M=inv((S.w^2*S.E+S.A^2));

elseif (S.key==1) %2-4-5
    S.A(1,3)=S.v*S.Lb;
    S.A(2,3)=S.v*S.La;
    S.A(3,1)=-1/S.Ccap;
    S.A(3,2)=-1/S.Ccap;

elseif (S.key==10) %2-3-6
    S.A(1,3)=S.v*S.Lc;
    S.A(2,3)=-S.v*(S.La+S.Lc);
    S.A(3,1)=0;
    S.A(3,2)=1/S.Ccap;

elseif (S.key==110) %1-3-6
    S.A(1,3)=-S.v*S.Lb;
    S.A(2,3)=-S.v*S.La;
    S.A(3,1)=1/S.Ccap;
    S.A(3,2)=1/S.Ccap;

elseif (S.key==101) %1-4-5
    S.A(1,3)=-S.v*S.Lc;
    S.A(2,3)=S.v*(S.La+S.Lc);
    S.A(3,1)=0;
    S.A(3,2)=-1/S.Ccap;

elseif (S.key==11) %2-3-5
    S.A(1,3)=S.v*(S.Lb+S.Lc);
    S.A(2,3)=-S.v*S.Lc;
    S.A(3,1)=-1/S.Ccap;
    S.A(3,2)=0;

```

```
else
```

```
S.A(1,3)=0;  
S.A(2,3)=0;  
S.A(3,1)=0;  
S.A(3,2)=0;
```

end

[illegible]

```
% функция обратной связи
% пропорциональный регулятор
function f = UcontA(Xo,z,k)
global S;
X=x(Xo,z,0,k);
Ia=X(1);
Uout=X(3);
Uerr=S.alpU*(S.Uzad-S.betU*Uout);
Uadat=S.betUin*S.Em*sin(S.w*(k-1+z)*S.a+S.phiA);
Imul=Uerr*Uadat;
Ierr=S.alpI*(Imul-S.betI*Ia);
f=Ierr;
```

```
%%%%%%%%%%
%      функция UcontB.m:      %
%%%%%%%%%%
```

```
% функция обратной связи
% пропорциональный регулятор
function f = UcontB(Xo,z,k)
global S;
X=x(Xo,z,0,k);
Ib=X(2);
Uout=X(3);
Uerr=S.alpU*(S.Uzad-S.betU*Uout);
Uadat=S.betUin*S.Em*sin(S.w*(k-1+z)*S.a+S.phiB);
Imul=Uerr*Uadat;
Ierr=S.alpI*(Imul-S.betI*Ib);
f=Ierr;
```

[illegible]

```

% функция обратной связи
% пропорциональный регулятор
function f = UcontC(Xo,z,k)
global S;
X=x(Xo,z,0,k);
Ia=X(1);
Ib=X(2);
Uout=X(3);
Uerr=S.alpU*(S.Uzad-S.betU*Uout);
Uadat=S.betUin*S.Em*sin(S.w*(k-1+z)*S.a+S.phiC);
Imul=Uerr*Uadat;
Ierr=S.alpI*(Imul+S.betI*(Ia+Ib));
f=Ierr;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                функция X.m:                %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function X = x(Xo, z1, z0,k)

global S;
z=z1-z0;
S.M=inv((S.w^2)*S.E+(S.A^2));
F=S.M*(-S.w*expm(-S.A*z*S.a)*cos(S.w*(k-1+z1)*S.a)-
S.A*expm(-S.A*z*S.a)*sin(S.w*(k-
1+z1)*S.a)+S.A*sin(S.w*(k-
1+z0)*S.a)+S.E*S.w*cos(S.w*(k-1+z0)*S.a));
N=S.M*(-S.A*expm(-S.A*z*S.a)*cos(S.w*(k-
1+z1)*S.a)+S.w*expm(-S.A*z*S.a)*sin(S.w*(k-
1+z1)*S.a)+S.A*cos(S.w*(k-1+z0)*S.a)-
S.E*S.w*sin(S.w*(k-1+z0)*S.a));

Qa=(cos(S.phiA)*F+sin(S.phiA)*N)*S.B1;
Qb=(cos(S.phiB)*F+sin(S.phiB)*N)*S.B2;
Qc=(cos(S.phiC)*F+sin(S.phiC)*N)*S.B3;
X=expm(S.A*z*S.a)*(Xo+S.Em*(Qa+Qb+Qc));

if (X(3)<0)

X(3)=0;
end

end

```

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Программа расчета систем уравнений с помощью многомерного метода Мюллера

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               Скрипт main.m:                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear
p0=[3 4 -1];
p1=[2 3 0];
p2=[4 5 1];
p3=[3 7 2];
eps=1e-8;
max=6;

myF = @(X) [(5*X(1)^2+X(2)+30*X(3)-5) (X(1)^3-X(2)-
5*X(3)-35) (X(1)-X(2)^2+X(3)+10)];

Pn=[p0;p1;p2;p3];
d=length(Pn);
dim=d-1;
x = sym('x',[1 dim]);
f = myF(x);
Res=mullern(f,Pn,eps,max);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%                               Функция mullern.m                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function Res= mullern(f,Pn,eps,max)
%Calculation dimension of system
d=length(Pn);
dim=d-1;

for i=1:1:max
    x = sym('x',[1 dim]);
A=Pn;
for j=1:1:d
    A(j,d)=1;
    p_str=Pn(j,:);
    F=double(subs(f,x,p_str));
    B(j,1)=F(dim);
end

C=inv(A)*B;

for j=1:1:dim-1
    Q(j)=-C(j)/C(dim);
end

```

```

Q(dim)=-C(d)/C(dim);
syms f_sub;
f_sub=Q(dim);
for j=1:1:dim-1
    j_sub=Q(j)*x(j);
    f_sub=f_sub+j_sub;
end

%Substitution

f1=subs(f,x(dim),f_sub);
f_ = f1(1:end-1);
P_n=Pn;
P_n(1,:)=[];
P_n(:,end)=[];

if dim==2
Res_=muller(f_,Pn(1,1),Pn(2,1),Pn(3,1),0.000001,0.00000
001,50);
    if (abs(Res_-Pn(3,1))<eps)
        x=x(1:end-1);
        Res_(dim)=double(subs(f_sub,x,Res_));
        break
    end
else
    Res_ = mullern(f_,P_n,eps,max);
end
x=x(1:end-1);
Res_(dim)=double(subs(f_sub,x,Res_));
Pn(1,:)=[];
Pn(end+1,:)=Res_;
end
Res=Res_;

function p2= muller(f,p0,p1,p2,delta,epsilon,max1)
P(1) = p0;
P(2) = p1;
P(3) = p2;
x = sym('x',[1 1]);
y0 = double(subs(f,x,p0));
y1 = double(subs(f,x,p1));
y2 = double(subs(f,x,p2));
if (abs(y0-y1)<eps) & (abs(y0-y2)<eps)
    p2=p0;
    y2=0;

```

```

    err=0;
    return
end

for k=1:max1,
    h0 = p0 - p2;
    h1 = p1 - p2;
    c  = y2;
    e0 = y0 - c;
    e1 = y1 - c;
    det1 = h0*h1*(h0-h1);
    a  = (e0*h1 - h0*e1)/det1;
    b  = (h0^2*e1 - h1^2*e0)/det1;
    if b^2 > 4*a*c,
        disc = sqrt(b^2 - 4*a*c);
    else
        disc = 0;
    end
    if b < 0, disc = - disc; end
    z = - 2*c/(b + disc);
    p3 = p2 + z;
    if abs(p3-p1) < abs(p3-p0),
        u = p1;
        p1 = p0;
        p0 = u;
        v = y1;
        y1 = y0;
        y0 = v;
    end
    if abs(p3-p2) < abs(p3-p1),
        u = p2;
        p2 = p1;
        p1 = u;
        v = y2;
        y2 = y1;
        y1 = v;
    end
    p2 = p3;
    y2 = double(subs(f,x(1),p2));
    P = [P,p2];
    err = abs(z);
    relerr = err/(abs(p3)+eps);
    if (err<delta)|(relerr<delta)|(abs(y1)<epsilon),
break, end
end

```

ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Охранные документы

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2017660070

**"Программа расчета систем нелинейных уравнений с
помощью многомерного метода Мюллера"**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования «Брянский
государственный технический университет» (RU)*

Авторы: *Андриянов Алексей Иванович (RU),
Бутарев Игорь Юрьевич (RU)*

Заявка № **2017616999**
Дата поступления **17 июля 2017 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **14 сентября 2017 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 **Г.П. Ислиев**



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2017660073

**"Программа моделирования динамики трехфазных
корректоров коэффициента мощности"**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования «Брянский
государственный технический университет» (RU)*

Авторы: *Андрянов Алексей Иванович (RU),
Бутарев Игорь Юрьевич (RU)*



Заявка № 2017616980

Дата поступления 17 июля 2017 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 14 сентября 2017 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Илизов Г.П. Илизов

ПРИЛОЖЕНИЕ 4. Акты о внедрении результатов работы

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор ООО «ФреКон»

Михальченко С. Г.

«19» сентября 2018 г.**АКТ**

о внедрении результатов кандидатской диссертационной работы

Бутарева Игоря Юрьевича

Настоящим подтверждается, что методические материалы и представленные результаты, отраженные в диссертационной работе И.Ю. Бутарева «Моделирование нелинейной динамики трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности», представленной для рассмотрения на соискание ученой степени кандидата технических наук, приняты в производственном процессе разработки и отладки выпускаемых ООО «ФреКон» г. Томск трехфазных преобразователей.

Использование представленных в диссертации рекомендаций позволит улучшить надежность производимых преобразователей, увеличить их срок необслуживаемой эксплуатации с 3 до 10 лет, и существенно улучшить рабочие характеристики. В частности, улучшение коэффициента мощности преобразователя на 10-12% позволит более равномерно потреблять энергию от питающей сети. Предложенный в диссертации подход весьма актуален в связи с высокими требованиями к качеству продукции, производимой на ООО «ФреКон».

Технический директор ООО «ФреКон»

A handwritten signature in blue ink, likely belonging to G. Ya. Michalchenko.

Михальченко Г. Я.



Закрытое акционерное общество
"ГРУППА КРЕМНИЙ ЭЛ"

241037, РОССИЯ, г. Брянск, ул. Красноармейская, 103

☎ телефон: (4832) 41-43-11

☎ факс: (4832) 41-42-14

№ « T-582/гк »
от « 7 » 12 2018 г.

АКТ

о внедрении результатов кандидатской диссертационной работы
Бутарева Игоря Юрьевича

Настоящим подтверждается, что методические материалы и представленные результаты, отраженные в диссертационной работе И.Ю. Бутарева “ Моделирование нелинейной динамики трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности”, представленной для рассмотрения на соискание ученой степени кандидата технических наук, приняты в производственном процессе разработки микросхем, выпускаемых ЗАО «Группа Кремний Эл».

Использование представленных в диссертации рекомендаций позволит разработчикам учесть влияние нелинейной динамики при проектировании систем управления в микросхемах управления импульсными источниками питания. Предложенный подход позволит улучшить энергетические показатели и быстродействие импульсных стабилизаторов, выпускаемых ЗАО «Группа Кремний Эл».

Директор по развитию и новой технике ЗАО «Группа Кремний Эл».

Громов Владимир Иванович

ПРИЛОЖЕНИЕ 5. Виды матриц на конкретном участке коммутации в трехфазном импульсном преобразователе с коррекцией коэффициента мощности

Участок №1

$$\mathbf{A}_1 = \begin{vmatrix} -[(L_B + L_C)R_A + L_B R_C]p & (L_C R_B - L_B R_C)p & 0 \\ (L_C R_A - L_A R_C)p & -[(L_A + L_C)R_B + L_A R_C]p & 0 \\ 0 & 0 & -(\frac{1}{CR_i}) \end{vmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{vmatrix} (L_B + L_C)pU_A - L_C pU_B - L_B pU_C \\ -L_C pU_A + (L_A + L_C)pU_B - L_A pU_C \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Участок №2

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} -[(L_B + L_C)R_A + L_B R_C]p & (L_C R_B - L_B R_C)p & -(L_B + L_C)p \\ (L_C R_A - L_A R_C)p & -[(L_A + L_C)R_B + L_A R_C]p & L_C p \\ \frac{1}{C} & 0 & -(\frac{1}{CR_i}) \end{vmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{vmatrix} (L_B + L_C)pU_A - L_C pU_B - L_B pU_C \\ -L_C pU_A + (L_A + L_C)pU_B - L_A pU_C \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Участок №3

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} -[((L_A + L_C)R_B + L_A R_C)p] & (L_C R_A - L_A R_C)p & -(L_A + L_C)p \\ (L_C R_B - L_B R_C)p & -[((L_B + L_C)R_A + L_B R_C)p] & L_C p \\ \frac{1}{C} & 0 & -(\frac{1}{CR_i}) \end{vmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{vmatrix} (L_A + L_C)pU_B - L_C pU_A - L_A pU_C \\ -L_C pU_B + (L_B + L_C)pU_A - L_B pU_C \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Участок №4

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} -[((L_A + L_B)R_C + L_A R_B)p] & (L_B R_A - L_A R_B)p & -(L_A + L_B)p \\ (L_B R_C - L_C R_B)p & -[((L_C + L_B)R_A + L_C R_B)p] & L_B p \\ \frac{1}{C} & 0 & -(\frac{1}{CR_i}) \end{vmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{vmatrix} (L_A + L_B)pU_C - L_B pU_A - L_A pU_B \\ -L_B pU_C + (L_C + L_B)pU_A - L_C pU_B \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Участок №5

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} -[((L_A + L_B)R_C + L_A R_B)p] & (L_B R_A - L_A R_B)p & -L_A p \\ (L_B R_C - L_C R_B)p & -[((L_C + L_B)R_A + L_C R_B)p] & -L_C p \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -(\frac{1}{CR_i}) \end{vmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{vmatrix} (L_B + L_C)pU_A - L_C pU_B - L_B pU_C \\ -L_C pU_A + (L_A + L_C)pU_B - L_A pU_C \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Участок №6

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} -[(L_B + L_A)R_C + L_B R_A]p & (L_A R_B - L_B R_A)p & -L_B p \\ (L_A R_C - L_C R_A)p & -[(L_C + L_A)R_B + L_C R_A]p & -L_C p \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -(\frac{1}{CR_i}) \end{vmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{vmatrix} (L_A + L_C)pU_B - L_C pU_A - L_A pU_C \\ -L_C pU_B + (L_B + L_C)pU_A - L_B pU_C \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Участок №7

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} -[(L_C + L_A)R_B + L_C R_A]p & (L_A R_C - L_C R_A)p & -L_C p \\ (L_A R_B - L_B R_A)p & -[(L_B + L_A)R_C + L_B R_A]p & -L_B p \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -(\frac{1}{CR_i}) \end{vmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{vmatrix} (L_A + L_B)pU_C - L_B pU_A - L_A pU_B \\ -L_B pU_C + (L_C + L_B)pU_A - L_C pU_B \\ 0 \end{vmatrix}.$$