

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ»



На правах рукописи

Вавилов Олег Андреевич

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА СИСТЕМ
АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ
ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ МЕТОДА
РАЗДЕЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЙ**

Специальность 2.4.2. - Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Юркевич Валерий Дмитриевич

Новосибирск – 2026

Оглавление

Введение	4
Глава 1 Обзор современного состояния систем электроснабжения на основе инверторов напряжения и методов синтеза систем автоматического управления для них	11
1.1 Типовые схемы силовых инверторов и область их применения . . .	12
1.2 Анализ энергоэффективности преобразования электрической энергии для типовых схем инверторов	18
1.3 Анализ типовых подходов к управлению и методов синтеза систем автоматического управления для типовых силовых преобразователей	19
1.4 Проблемы фильтрации при проектировании устройств силовой электроники	27
Выводы по главе 1	31
Глава 2 Разработка методик синтеза регуляторов на основе метода разделения движений для типовых схем инверторов напряжения	33
2.1 Синтез системы автоматического управления для однофазного инвертора напряжения	34
2.2 Синтез системы автоматического управления для трехфазного инвертора напряжения	40
2.3 Синтез ПИ-регуляторов с фильтрующими компонентами на основе метода разделения движений	52
2.4 Сравнительный анализ с методиками настройки на технический и симметричный оптимумы	56
Выводы по главе 2	58
Глава 3 Разработка методики синтеза резонансных регуляторов на основе метода разделения движений	59
3.1 Анализ различных подходов к введению резонансных составляющих в системы управления	59
3.2 Синтез резонансных ПИ-регуляторов на основе метода разделения движений	60

3.3 Синтез резонансных ПИД-регуляторов на основе метода разделения движений	63
Выводы по главе 3	65
Глава 4 Имитационное моделирование систем автоматического управления инверторами	67
4.1 Описание имитационных моделей	67
4.2 Результаты моделирования для однофазного инвертора	76
4.3 Результаты моделирования для трехфазного инвертора	78
Выводы по главе 4	93
Глава 5 Экспериментальные исследования силовых преобразователей в составе системы возбуждения трехкаскадного синхронного генератора	95
5.1 Обзор аппаратных модулей	95
5.2 Синтез системы автоматического управления однофазного инвертора в составе блока возбуждения трехкаскадного синхронного генератора	97
5.3 Результаты испытаний синтезированной системы автоматического управления на экспериментальном стенде	101
Выводы по главе 5	105
Заключение	106
Список сокращений и условных обозначений	108
Список литературы	109
Приложение А Акты внедрения научных результатов диссертационной работы и свидетельство о регистрации программ для ЭВМ	123

Введение

Актуальность темы исследования. На сегодняшний день разработано множество конфигураций инверторов напряжения и тока, и большое количество научных работ, как в отечественной, так и в зарубежной практике, посвящено анализу, систематизации и применению систем энергопреобразования на их основе. Это обусловлено тем, что данный класс преобразователей находит применение в составе широкого класса систем энергоснабжения, таких как, например, автономные источники питания для систем распределенной генерации энергии, вторичные источники электроснабжения, источники питания систем электропривода, являясь при этом неотъемлемым звеном таких систем. Все перечисленные области применения в настоящее время активно развиваются, либо уже находят широкое применение, так, например, хорошо известен факт, что системы электропривода, которые являются наиболее распространенным типом нагрузки для инверторов, в современном мире потребляют свыше 60-75% всей генерируемой на планете электроэнергии.

В силу широкого применения инверторов актуальной является задача совершенствования различных аспектов проектирования систем электроснабжения на их основе. Соответственно, разработка методов управления преобразователями в составе таких систем, включая использование широко применяемых микропроцессорных технологий, также представляет собой весьма актуальную проблему, требующую детального изучения. Производительность и эффективность работы преобразователя, а также качество входящей и исходящей электроэнергии, в значительной мере зависят от выбранной стратегии управления и структуры системы автоматического управления (САУ). Для решения задачи проектирования системы энергопреобразования в том числе необходимо выполнить синтез системы управления инвертором, и, соответственно, разработка новых методик синтеза с целью достижения более высокой точности формирования требуемого напряжения при поддержании высокого качества спектрального состава остается актуальной проблемой в современной силовой электронике. Следует также подчеркнуть, что возрастающие требования к инверторам в плане повышения эффективности преобразования энергии делают разработку новых методов управления еще более значительной.

Степень разработанности темы исследования. Вопросу разработки подходов к проектированию систем электроснабжения, в составе которых присут-

ствуют инверторы напряжения и тока, и рассмотрению методов разработки систем автоматического управления для таких систем посвящено множество работ. Так например, можно отметить, что различные аспекты теоретического анализа и практической реализации инверторов, различные схемотехнические решения и алгоритмы управления силовыми ключами в их составе рассматривались в работах таких авторов, как Зиновьев Г.С., Баховцев И.А., Frede Blaabjerg, Teodorescu, R., H. Akagi, Щуров Н.И., Халютин С.П., Харитонов С.А., Гарганеев А.Г., Чаплыгин Е.Е., Иванов А.Г и др. Вопросы рассмотрения алгоритмов и систем автоматического управления для силовых преобразователей и систем электропривода проанализированы в трудах Панкратова В.В., Носа О.В., Зимы Е.А., Александрова И.В., Севостьянова Н.А., Жаркова М.А., Yonghao Gui, Yongheng Yang и др.

Следует отметить, что среди существующих на сегодняшний момент подходов к разработке систем преобразования затруднен выбор оптимального решения с учетом схемотехнических и аппаратных ограничений, экономических затрат, решаемых задач и предъявляемых к системе требований.

Наиболее широкое распространение на практике получили различные методы, основанные на анализе частотных свойств системы, благодаря относительно простым процедурам расчета и простоте визуализации [1—6], однако данные методики обладают ограничением в применении, поскольку требуют линеаризации математической модели процессов в преобразователе и не всегда позволяют обеспечить требуемые показатели качества в системе регулирования, в том числе в условиях изменения параметров нагрузки или источника питающего напряжения.

Модальный метод синтеза также находит определенное практическое применение, например в системах электропривода. Данный подход, также как и частотный метод, демонстрирует удовлетворительные результаты при постоянных параметрах объекта управления, однако требует рассмотрения линейных моделей [1]. Кроме того, недостатком данного подхода, как и в случае с частотным методом синтеза, является ухудшение показателей качества регулирования при изменении параметров объекта управления.

С целью повышения точности систем автоматического управления при сохранении их устойчивости в настоящее время достаточно широко распространен подход с использованием резонансных регуляторов. Вопросам их расчета и практической реализации посвящено множество работ [2, 7—14], рассматривающих в том числе и проблему учета запаздывания в контурах управления.

Также известны методики синтеза на основе преднамеренного формирования разнотемповых процессов в системе автоматического управления, которые возникают при использовании больших коэффициентов усиления в алгоритме управления, что приводит к рассмотрению свойств сингулярно-возмущенных динамических систем. Существует ряд работ, описывающих общие принципы данных методик синтеза [1, 15, 16], исследований, анализирующих отдельные аспекты их применения для систем электропривода и силовых преобразователей [17—20], и обосновывающих их свойства, такие как обеспечение устойчивости систем и грубость динамических свойств при изменении параметров модели объекта управления [17, 19, 21, 22]. Данное направление исследований в силу своих преимуществ является достаточно перспективным и требует дальнейшего расширения с целью формализации методик и их адаптации применительно к конкретным объектам управления. Актуальной научно-технической задачей является развитие этой сферы исследований, с формализацией методик и их адаптацией применительно к задаче управления силовыми преобразователями, и, в частности, инверторами напряжения в условиях динамических изменений параметров нагрузки.

Исходя из вышеизложенного, были сформулированы цель и задачи диссертационной работы, представленные ниже.

Целью диссертационного исследования является обеспечение требований на статическую и динамическую точности формирования переменного напряжения, повышение качества спектрального состава генерируемого переменного напряжения, обеспечение требуемых показателей качества переходных процессов в условиях неполной информации о переменных параметрах нагрузки за счет разработки новых алгоритмов управления и методик синтеза систем автоматического управления для инверторов напряжения.

Для достижения цели диссертационного исследования были поставлены и решены следующие **задачи**:

1. Провести анализ состояния проблемы синтеза систем автоматического управления, включающий в себя сравнение методик расчета регуляторов и исследование математических моделей базовых топологий инверторов напряжения.
2. Разработать методику синтеза алгоритмов управления для базовых топологий инверторов напряжения на основе метода разделения движений (МРД).

3. Разработать методику расчета параметров и выбора структуры регуляторов с учетом требований на точность и ограничений на уровень пульсаций в системах управления с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) на основе разработанных методик.
4. Разработать методику синтеза резонансных регуляторов с привлечением метода разделения движений, с целью повышения точности формирования заданного переменного напряжения.
5. Провести апробацию разработанных методик на основе численных и имитационных моделей.
6. Провести практическую апробацию разработанных методик синтеза САУ для инвертора напряжения в составе системы электропривода.

Объектом исследований являются многоконтурные системы автоматического управления для однофазных и трехфазных инверторов напряжения и математические модели данных силовых полупроводниковых преобразователей.

Предметом исследований являются методики синтеза систем автоматического управления инверторами напряжения и динамические характеристики систем электроснабжения на основе инверторов напряжения в условиях изменения параметров нагрузки.

Методы исследования. В процессе научного исследования использованы методы математического анализа и численного моделирования. Математические модели исследуемых преобразователей получены с использованием широко применяемого при рассмотрении силовых преобразователей метода усреднения и анализа в пространстве состояний. При синтезе САУ рассматривались непрерывные модели регуляторов, с применением математического аппарата передаточных функций и частотных характеристик. Численное моделирование проводилось при использовании имитационных моделей, построенных с помощью программного обеспечения (ПО) Matlab/Simulink и характерного для этого ПО пакета инструментов для анализа частотных и спектральных характеристик, а также при помощи системы компьютерной алгебры Mathcad. Верификация разработанных методик синтеза регуляторов проводилась с помощью экспериментов на испытательном стенде.

Научная новизна полученных результатов состоит в следующем:

1. Разработана методика синтеза систем автоматического управления для автономных инверторов напряжения на основе преднамеренного формирования разнотемповых процессов в контурах регулирования, что поз-

- воляет обеспечить требуемую точность формирования переменного напряжения и грубость динамических характеристик системы управления в условиях неполной информации о параметрах объекта управления и переменных характеристиках нагрузки.
2. Предложен подход к синтезу систем автоматического управления для автономных инверторов напряжения с учетом требования на фильтрацию высокочастотных пульсаций в канале регулирования, вызванных использованием широтно-импульсной модуляции при управлении силовыми ключами, позволяющий устранить возникновение режима насыщения ШИМ и обеспечить требования на спектральный состав генерируемого переменного напряжения.
 3. Разработана методика синтеза систем автоматического управления для автономных инверторов напряжения с целью устранения влияния гармонического возмущения на ошибку регулирования за счет использования предложенной структуры регулятора с резонансными компонентами.

Теоретическая значимость результатов работы состоит в развитии теории синтеза регуляторов для преобразователей переменного тока на основе формирования в замкнутой системе разнотемповых процессов.

Практическая значимость результатов работы состоит в разработке алгоритмов и методик синтеза систем автоматического управления для инверторов напряжения, позволяющих обеспечить заданные требования на качество генерируемого переменного напряжения, которые могут быть использованы при проектировании систем управления для силовых преобразователей, функционирующих в составе систем электроснабжения для электропривода, систем распределенной генерации энергии, и систем электроснабжения с повышенными требованиями к качеству генерируемой энергии.

На защиту выносятся следующие научные положения:

1. Методика синтеза регуляторов в составе системы автоматического управления для силовых преобразователей в системах переменного тока, сформированная на основе подхода с разделением темпов процессов в контурах регулирования, и позволяющая обеспечить грубость динамических свойств процессов в системе автоматического управления по отношению к существенным изменениям режимов работы преобразователя.
2. Методика синтеза регуляторов в системах управления с разнотемповыми процессами для силовых преобразователей с ШИМ, которая позво-

ляет уменьшить величину высокочастотных пульсаций в модулирующем сигнале, что приводит к улучшению качества спектра генерируемого переменного напряжения и позволяет избежать режима насыщения ШИМ, вызванного данными пульсациями.

3. Методика синтеза резонансных регуляторов на основе разделения темпов процессов в контурах регулирования, которая позволяет исключить влияние гармонических возмущений на ошибку формирования переменного напряжения в установившемся режиме, особенностью которой является возможность независимого расчета параметров регулятора и его резонансных компонент.

Достоверность и обоснованность полученных в результате выполнения диссертационной работы выводов подтверждается сходимостью результатов проведенного математического анализа с результатами численного моделирования и испытаний на экспериментальном стенде трехкаскадного синхронного генератора авиационного назначения.

Внедрение результатов исследований. Результаты диссертационной работы были использованы:

1) в рамках выполнения ОКР «Разработка и изготовление универсального блока регулирования напряжения трехкаскадного синхронного генератора» (шифр БРЗУ-115ИН) для разработки двухконтурной системы автоматического управления для силового преобразователя в составе испытательного стенда трехкаскадного синхронного генератора авиационного назначения;

2) в учебном процессе в рамках дисциплины «Специальные главы теории автоматического управления», проводимой на кафедре Электроники и Электротехники Новосибирского государственного технического университета (НЭТИ), г. Новосибирск, по направлению подготовки 11.04.04 - Электроника и Нанoeлектроника. Использование результатов диссертационной работы подтверждается соответствующими актами о внедрении.

Апробация результатов исследований.

Основные результаты работы обсуждались на следующих мероприятиях:

1. Научные семинары кафедры автоматики ФГБОУ ВО «НГТУ» (г. Новосибирск, 2023, 2024, 2025, 2026 гг.).
2. Научные семинары кафедры электроники и электротехники ФГБОУ ВО «НГТУ» (г. Новосибирск, 2023, 2024, 2025, 2026 гг.),

3. Международные IEEE конференции молодых специалистов в области электронных приборов и материалов (EDM-2022, EDM-2023 Эрлагол, Республика Алтай).
4. Международная IEEE конференция по инженерным, компьютерным и информационным наукам (SIBIRCON–2022, г. Новосибирск).
5. Международная IEEE конференция по проблемам электронного приборостроения (APEIE–2023, г. Новосибирск).

Личный вклад автора состоит в непосредственном решении поставленных задач диссертационного исследования, а именно: разработке математических моделей, методик синтеза и их модификаций, проведении математического и имитационного моделирования, проведении экспериментов в составе испытательного стенда, а также в анализе полученных результатов. Постановка цели и задач диссертационного исследования осуществлялась автором совместно с научным руководителем Юркевичем В.Д.

Публикации. По теме диссертационного исследования опубликовано 12 печатных работ, в том числе 2 статьи в рецензируемых изданиях входящих в перечень ВАК РФ по специальности «2.4.2 – Электротехнические комплексы и системы», 8 публикаций входящих в международную систему цитирования «Scopus» и/или «Web of Science», 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ (Приложение Б).

Структура и объем диссертационной работы.

Диссертация состоит из введения, 5 глав, заключения, списка литературы и 1 приложения. Объем диссертации составляет 125 страниц, включая 57 рисунков, 4 таблицы. Список литературы содержит 142 наименования.

Глава 1 Обзор современного состояния систем электроснабжения на основе инверторов напряжения и методов синтеза систем автоматического управления для них

На сегодняшний день существует множество топологий автономных инверторов напряжения (АИН) и тока, и количество этих разработок постоянно увеличивается, причиной чего, в первую очередь, является их высокая востребованность в большом количестве различных систем электроснабжения (СЭС). Обзору, систематизации, практическому использованию преобразователей инверторного типа посвящено множество публикаций как в России, так и за рубежом, как будет представлено в данной главе. Такое большое количество исследований по данной теме обусловлено необходимостью модернизации и технологического развития систем энергоснабжения, передачи и распределения электроэнергии, повышения энергоэффективности производства и улучшения энергосбережения как приоритетных целей развития науки, технологии и техники в современном мире.

Соответственно, решение вопросов управления преобразователями, в том числе с помощью микропроцессорных систем, также является важной задачей, требующей пристального рассмотрения. Качество потребляемой и генерируемой преобразователем электроэнергии, и, соответственно, его энергоэффективность, в значительной степени определяется выбором способа управления и проектированием системы автоматического управления. Также необходимо отметить, что с учетом текущих стандартов, налагаемых на инверторы с целью повышения эффективности преобразования электрической энергии, разработка новых методов управления приобретает еще большую актуальность.

В основной части данной главы приведены ключевые понятия теории преобразования видов электроэнергии, обобщенный анализ эволюции методов и систем управления рассматриваемыми преобразователями, в том числе и в рамках теории автоматического управления. Приведена краткая классификация типов инверторов, проведено рассмотрение доминирующего в настоящее время принципа управления – широтно-импульсной модуляции. Проведен анализ научных публикаций, посвященных исследованию и созданию методик управления основе широтно-импульсной модуляции для инверторов напряжения (ИН).

1.1 Типовые схемы силовых инверторов и область их применения

В настоящее время для эффективной генерации, передачи и потребления электроэнергии зачастую необходимо многократное преобразование её характеристик для приведения в соответствие с требованиями конкретных потребителей, которые существенно отличаются от стандартных параметров промышленных электросетей. Для решения этой задачи широко применяются высокомоощные силовые преобразователи, основанные на использовании полупроводниковых ключей. По статистике, в таких странах как США, Канада, Япония и государствах Европы, более шестидесяти процентов всей производимой электроэнергии подвергается трансформации с участием полупроводниковых силовых преобразователей [23]. В Российской Федерации доля преобразуемой силовыми устройствами электроэнергии в настоящее время находится на значительно более низком уровне, однако непрерывно повышается. Одним из наиболее распространенных силовых преобразователей в системах электроснабжения являются автономные инверторы напряжения и тока, предназначенные для преобразования электрической энергии постоянного тока в переменный с регулированием частоты и величины выходного напряжения, основанные на использовании полупроводниковых приборов [24]. Преобразователи данного типа широко используются в составе различных типов энергосистем, таких как, например, системы распределенной генерации энергии, вторичные источники электроснабжения, питание регулируемого электропривода, системы на основе возобновляемых источников энергии, различные СЭС транспортных средств и др.

В зависимости от характера подключения различают два типа инверторов – зависимые от внешней сети и независимые (автономные) инверторы [23].

Инвертор рассматривается как зависимый, если его выходной контур включает источник переменного напряжения, который определяет ключевые характеристики тока и напряжения в данной системе, как, например, при подключении к изолированной сети переменного тока. В подобной конфигурации энергосистемы зависимый инвертор предназначен для подачи недостающей или дополнительной активной мощности в сеть. При этом выходные параметры и режим работы зависимого инвертора должны быть согласованы с общим процессом работы этой внешней сети [25].

Автономным инвертором называется преобразователь постоянного тока в переменный, работающий в условиях, когда на его выходе нет дополнительно

подключенных источников переменного напряжения. Частота напряжения, генерируемого автономным инвертором, напрямую зависит от частоты управляющих импульсов, подаваемых на его полупроводниковые ключи. В то же время, вид и амплитуда выходного переменного напряжения формируются с учетом характера подключенной нагрузки и выбранной схемотехнической реализации инвертора. Также необходимо отметить, что преобразователи такого типа отличаются наиболее высокой востребованностью и наибольшим разнообразием принципов управления [26].

Среди автономных инверторов в свою очередь можно выделить три типа: 1) инверторы тока; 2) инверторы напряжения и 3) резонансные инверторы. Между собой эти виды могут отличаться топологией схем преобразователя и характером электромагнитных процессов в нагрузке и входной цепи.

Исторически первым типом инвертирующего преобразователя стал инвертор тока, обобщенная топология которого представлена на Рисунке 1.1 [23]. Характерными особенностями этих инверторов являются входная цепь со свойствами источника постоянного тока, что позволяет формировать выходной переменный ток только за счет переключения вентилях, и выходная цепь с малым внутренним динамическим сопротивлением, что позволяет пропускать через инвертор скачкообразно меняющийся ток [23].

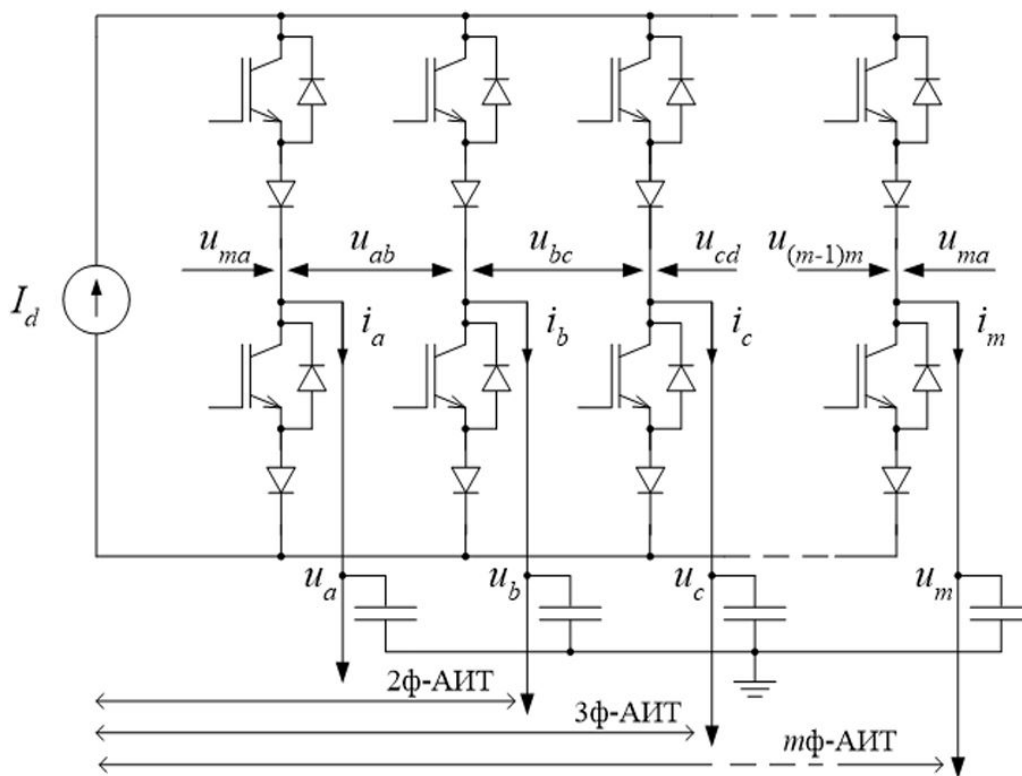


Рисунок 1.1—Обобщенная схема m-фазного двухуровневого инвертора тока

Дальнейшим развитием концепции инвертирования тока стали такие схемы как последовательно-параллельные инверторы тока, инверторы с выпрямителями обратного тока, инверторы построенный по мостовой схеме и др. [23, 25]. Все эти ступени развития схемотехники инверторов позволили добиться улучшения энергетических характеристик преобразователей и увеличения их надежности. Автономные инверторы тока нашли широкое применение как в российской, так и в мировой практике, в области применения электропривода переменного тока и системах возобновляемой энергетики [27—36].

К резонансным относят такие инверторы, у которых характер электромагнитных процессов в нагрузке обусловлен колебательностью соединенного с нагрузкой LC -контура, под действием которого происходит коммутация тиристоров (Рисунки 1.2, 1.3) [25]. Это узкий класс преобразователей, находящий применение в основном для получения высокочастотных напряжений, например в установках индукционного нагрева. Существенными недостатками резонансных инверторов являются невозможность режима холостого хода и значительная зависимость режима работы от параметров нагрузки [25, 37—39].

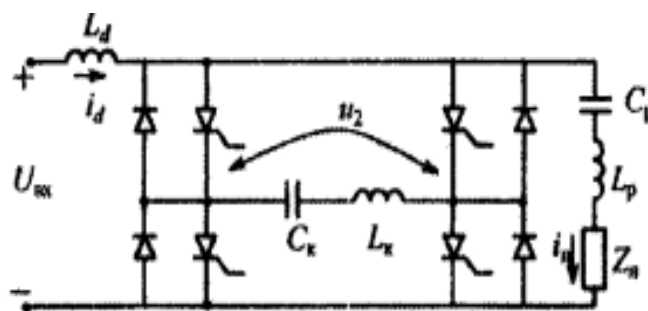


Рисунок 1.2—Резонансный инвертор с вентилями обратного тока и удвоением частоты

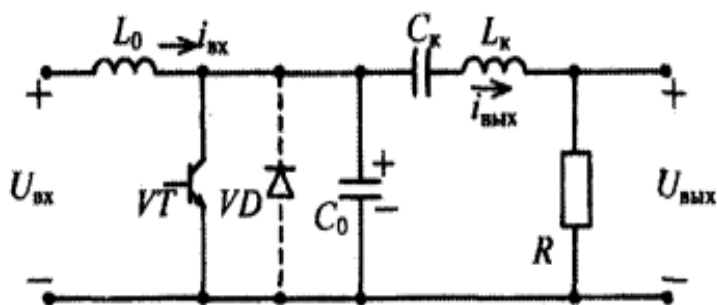


Рисунок 1.3—Однотранзисторный резонансный инвертор класса Е

Автономные инверторы напряжения представляют собой наиболее распространенный класс инверторов. Ключевыми особенностями этих устройств выступают жесткость внешней характеристики, отсутствие зависимости выходного

генерируемого напряжения от колебаний нагрузки и ее коэффициента мощности, возможность функционирования в режиме холостого хода. Одним из наиболее важных преимуществ данного типа инверторов является возможность регулирования амплитуды и частоты первой гармоники выходного генерируемого напряжения в широких пределах путем выбора соответствующей стратегии управления. Также необходимо отметить что интеграция процессов преобразования и регулирования напряжения в одном устройстве ведет к снижению общих массо-габаритных показателей всей системы преобразования электроэнергии. Данный аспект позволяет классифицировать инверторы такого типа как наиболее универсальные, что, в свою очередь, объясняет их широкое применение для обеспечения питания как статических, так и динамических нагрузок [23, 26, 40]. Применение АИН позволяет разрабатывать системы с широкой вариацией характеристик, что и обуславливает использование данного класса преобразователей в составе систем автономного электроснабжения и в системах частотно-регулируемого электропривода на основе различных типов двигателей [25, 33, 34].

При рассмотрении известных схем автономных инверторов напряжения можно выделить некоторые базовые элементы, такие как, например, плечо (также известное как стойка или фаза) в случае рассмотрения двухуровневого инвертора напряжения в составе обобщенной m -фазной структуры, схема которого приведена на Рисунке 1.4 [23].

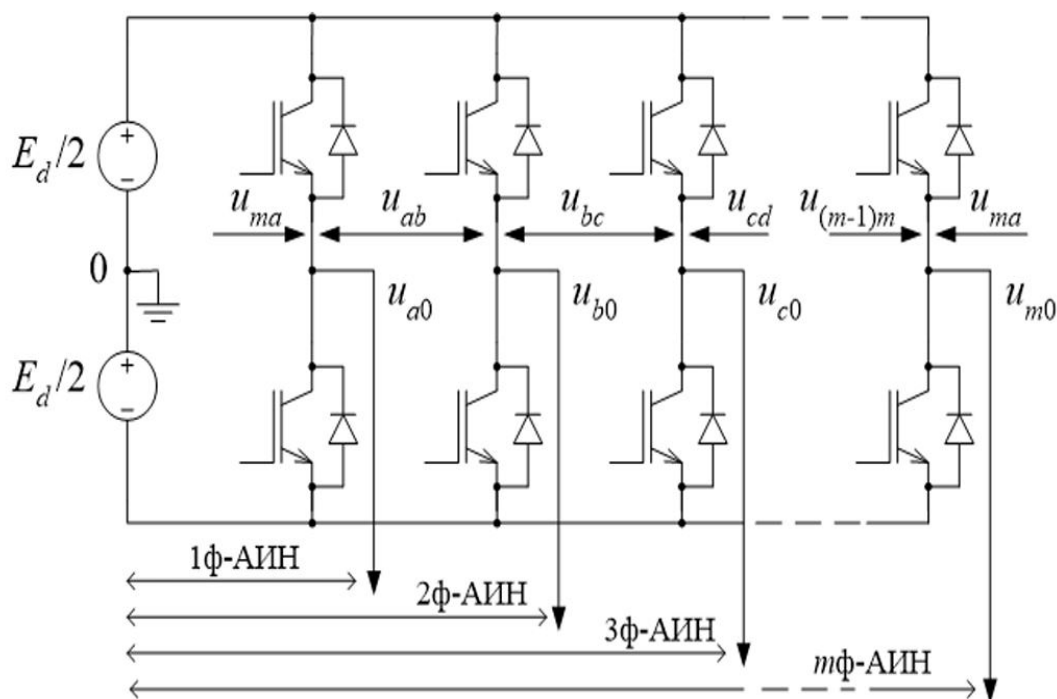


Рисунок 1.4—Обобщенная схема m -фазного двухуровневого АИН

При использовании данной топологии инвертор генерирует на выходе фазы двухполярное импульсное напряжение (u_{a0}) с амплитудами импульсов $+E_d/2$ и $-E_d/2$. Соединение нескольких стоек параллельно друг другу позволяет получить двух-, трех- или, в общем случае, m -фазный инвертор с величиной выходных фазных напряжений равных $u_{a0}, u_{b0}, \dots, u_{m0}$. Индекс «0» введен для обозначения того факта, что данные напряжения измеряются относительно средней точки источника питания, что эквивалентно соединению нагрузки в виде m -фазной звезды с нулевым проводом, соединяющим среднюю точку источника питания и общую точку нагрузки. При этом независимо от количества фаз указанные выше напряжения будут представлять собой биполярные импульсы, аналогично однофазной системе.

Однофазные инверторы напряжения (1Ф-ИН) мощностью менее 5 кВт широко используются в составе приводов двигателей переменного тока, источников бесперебойного питания, маломощных источников возобновляемой энергии и др. Для использования в устройствах средней и высокой мощности, таких как, например, автономные системы электроснабжения, накопители электроэнергии, электропривод переменного тока мощностью до единиц МВт, чаще применяются трехфазные инверторы [23, 35, 36].

Кроме того, в настоящее время за счет развития полупроводниковых силовых ключей, усовершенствования методов их управления и развития микропроцессорных систем управления становятся доступны к реализации более сложные топологии инверторов с возможностями улучшения эффективности, надежности, качества электроэнергии и специальными возможностями для некоторых сфер применения [41, 42]. Так, например, наблюдается существенный интерес к разработке и внедрению многоуровневых инверторов, однако использование большого количества силовых ключей в их составе закономерно приводит к проблемам в виде усложнения конструкции и алгоритмов управления, ухудшения надёжности преобразователя при возрастании размера и стоимости системы преобразования.

Появление многоуровневых инверторов стало одним из наиболее важных этапов в области проектирования АИН [33]. Эти преобразователи продемонстрировали высокую эффективность и нашли обширное применение в высоковольтных энергосистемах большой мощности, используемых для преобразования и передачи электроэнергии. Одним из ключевых достоинств силовых устройств данного типа является усовершенствованная точность воспроизведения синусоидальной формы выходного напряжения, что ведет к улучшению спектра выходного на-

пряжения и снижению общего коэффициента нелинейных искажений. Это в свою очередь позволяет снизить частоту переключения силовых ключей и существенно снизить прикладываемое к ним напряжение, что ведет к снижению требований к ключам, минимизации потерь при переключениях и, как следствие, повышению общего коэффициента полезного действия (КПД) системы преобразования. В качестве недостатка многоуровневых АИН можно выделить значительное усложнение алгоритма управления силовыми ключами и усложнение топологии схемы в связи с требованием к уравниванию напряжению на конденсаторах, от которого зависит амплитуда уровней генерируемого на выходе напряжения [23, 25].

Необходимо отметить, что одним из наиболее востребованных направлений применения инверторов различных топологий в настоящее время являются системы электроснабжения летательных аппаратов. На современных летательных аппаратах наиболее широкое применение находит комбинированная система электроснабжения, которая включает в себя все необходимые первичные источники электроэнергии [40—43]. Инверторы напряжения в свою очередь функционируют в качестве вторичных источников питания для потребителей электроэнергии переменного тока, таких как, например, радиолокационное и навигационное оборудование, световые приборы, системы безопасности и коммуникации, систем автоматического управления (САУ) и др. Также инверторы напряжения широко используются в составе систем электропривода первичных источников электропитания летательных аппаратов. На текущий момент значительная часть электроэнергии, требуемой для обеспечения полета воздушного судна, вырабатывается с помощью синхронных генераторов с приводом от маршевых авиационных двигателей. Чаще всего используются трехкаскадные бесщёточные синхронные генераторы, современные образцы которых позволяют получить мощности до 250 кВт при скоростях вращения от 12 до 24 тыс. об/мин. Причем данные генераторы также дополнительно играют роль в качестве и стартеров авиационных маршевых двигателей. Таким образом, трехкаскадные синхронные генераторы (ТСГ), работающие на постоянной частоте, являются основным агрегатом комбинированной СЭС, и функционируют в составе вспомогательной силовой установки (ВСУ), либо в совокупности с гидроприводом постоянных оборотов, работающим в основной системе в комплексе с маршевым двигателем [44—46]. Электрические машины данного типа отличаются высоким уровнем надежности с возможностью регулирования напряжения с помощью встроенной системы возбуждения. Система возбуждения представляет собой два дополнительных каскада электрических

машин, расположенных на общем валу: 1) обращенная синхронная машина с блоком вращающихся диодов; 2) синхронная машина выполняющая роль возбудителя основного генератора с возбуждением от постоянных магнитов (подвозбудитель). Для питания и управления данным комплексом электрических машин используются различные полупроводниковые преобразователи, и в том числе, в первую очередь – инверторы напряжения. Соответственно, учитывая текущие тенденции по поиску принципиально новых подходов к построению энергетической системы летательных аппаратов, стремление к переходу на полностью электрифицированные энергосистемы летательных аппаратов, улучшение массоэнергетических характеристик – разработка и внедрение новых подходов к проектированию новых топологий инверторов и систем автоматического управления для них остается крайне актуальной задачей [47, 48].

1.2 Анализ энергоэффективности преобразования электрической энергии для типовых схем инверторов

Провести оценку энергоэффективности преобразования электроэнергии для силовых преобразователей можно с использованием различных характерных показателей. Ключевыми параметрами для оценки являются: уровень качества потребляемой и генерируемой электроэнергии, а также уровень потерь, возникающих в процессе работы преобразователя [24, 49]. Качество потребляемой и генерируемой электроэнергии непосредственно влияет на величину дополнительных потерь, связанных с высокочастотными компонентами напряжения или тока, а коммутационные потери при переключении силовых ключей зависят от выбранной частоты их работы в преобразователе. Под повышением энергоэффективности преобразователя в первую очередь понимается повышение его КПД за счет уменьшения величины потерь в его входных и выходных цепях и потерь при коммутации. Кроме того, важным показателем, определяющим эффективность работы автономных инверторов, является степень использования напряжения источника питания. Данная характеристика устанавливает предельно допустимую амплитуду первой гармоники выходного напряжения в линейном диапазоне его регулирования, и как следствие величину мощности, которая может быть передана на выход преобразователя. Исходя из этого, значительно количество научных работ в настоящее время посвящено увеличению указанного диапазона линейного регулирования до максимально достижимых значений, что достигается в первую очередь за счет рассмотрения различных стратегий управления силовыми ключами. Примером таких

исследований может служить рассмотрение шестишагового режима работы для трехфазных автономных инверторов [50—53] и ряд других работ в которых большое внимание уделяется вопросам непосредственного формирования импульсов управления для силовых ключей с помощью различного вида модуляций [51, 54, 55]. Помимо этого, исходя из вышесказанного, повышение энергоэффективности преобразования возможно за счет совершенствования элементной базы, как например использования полупроводниковых ключей на основе широкозонных полупроводников (карбид кремния (SiC), нитрид галлия (GaN) и др.) [56, 57]. Также, в отличие от рассмотренных методов, повышение эффективности преобразования возможно за счет улучшения качества генерируемой энергии, которое может быть достигнуто с помощью различных систем автоматического управления, что и рассматривается в рамках данной работы.

1.3 Анализ типовых подходов к управлению и методов синтеза систем автоматического управления для типовых силовых преобразователей

Системы управления силовыми преобразователями оказывают существенное влияние на их характеристики и качество генерируемой энергии. Вопросы анализа и классификации способов управления силовыми ключами в составе преобразователей неоднократно рассматривались по мере развития автономных инверторов. Наиболее эффективным и используемым в подавляющем количестве систем управления инверторами в течении долгого времени является принцип широтно-импульсного способа формирования выходного тока. На нынешнем этапе развития преобразовательной техники данный принцип стал основополагающим для значительного числа силовых устройств, что объясняет значительное количество исследований, посвященных вопросам создания новых методик управления на базе ШИМ. Таким образом, учитывая активное развитие многоуровневых и многофазных топологий преобразователей, на текущий момент существует обширная база данных типов и методов реализации ШИМ. Следствием этого является заметное усложнение задач, связанных с категоризацией существующих подходов, разработкой новых алгоритмов управления, сопоставлением различных методик и подбором наиболее эффективных решений при проведении проектирования систем преобразования.

Согласно анализу, проведенному в работе [23], теория импульсной модуляции начала наиболее активно разрабатываться и использоваться в области радиотехники в 40-х годах прошлого века. Применение импульсных методик модуляции

обеспечивало значительные преимущества в виде высокой степени защиты от помех и упрощенного процесса демодуляции, при этом требуя меньших затрат энергии [55]. Так в работе [58] проводится широкомасштабный и подробный анализ методов ШИМ, различных топологий автономных ИН, спектральных характеристик генерируемого напряжения, влияния способов управления и вопросов программной реализации.

Первоначально методы широтно-импульсной модуляции, применяемые для силовых преобразователей, были заимствованы из области радиотехники. ШИМ по своей сути представляет собой процесс развертывающего преобразования [59—61], включающий в себя дискретизацию непрерывного входного сигнала по временной оси. В рамках использования методики ШИМ задействованы два основных сигнала: низкочастотный модулирующий U_m , который также называют эталонным или задающим, и высокочастотный опорный U_{OP} , также называемый несущим или развертывающим. Сравнение мгновенных значений этих двух сигналов позволяет генерировать управляющие прямоугольные импульсы F_y для силовых ключей, и длительность этих импульсов регулируется в соответствии с изменением модулирующего сигнала во времени (Рисунок 1.5). Для формирования опорного сигнала могут быть задействованы напряжения пилообразного, треугольного или синусоидального вида [62], для модулирующего сигнала – также треугольного и синусоидального, либо трапецеидального вида. Для методик с использованием прямоугольного модулирующего сигнала отдельно введен термин широтно-импульсное регулирование (ШИР) [63, 64].

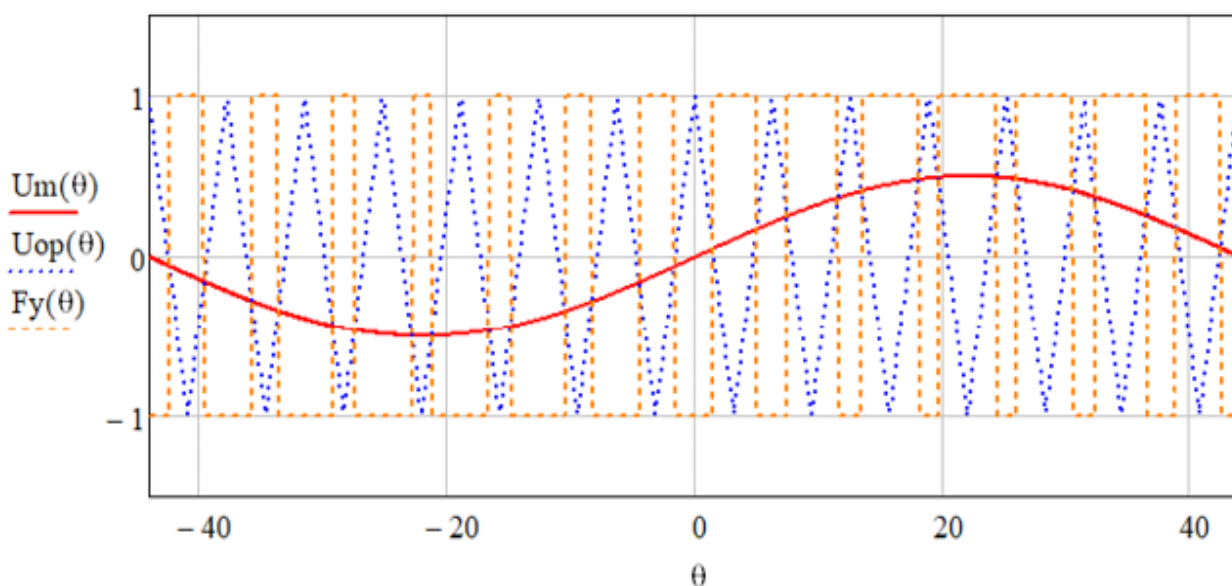


Рисунок 1.5—Осциллограммы, демонстрирующие принцип работы ШИМ

Исходя из того, проводится ли модуляция положения одного из двух или обоих фронтов импульса управления, выделяют два вида модуляции: одностороннюю по переднему или заднему фронту для прямоугольно-пилообразной формы сигнала U_{OP} , и двухстороннюю для всех других форм сигнала U_{OP} [62—64]. Также рассматривается разделение на однополярную (униполярную) и двуполярную (биполярную) широтно-импульсную модуляцию в соответствии с тем, изменяется ли полярность импульсов управления на полупериоде выходного напряжения [63, 64].

По мере развития методик ШИМ для управления силовыми преобразователями были выделены следующие основные особенности данных методик, отличающие их от ШИМ, применяемой в радиотехнике:

1) частота модулирующего сигнала и частота опорного сигнала, также называемой частотой коммутации, выбираются кратными друг другу [60, 61], их отношение является целочисленной величиной, и может быть изменено для регулирования выходного напряжения преобразователя [65];

2) при анализе методики, когда кратность частот двух сигналов представляет собой дробное число, может быть полезно синхронизировать опорный сигнал с помощью характерных точек, присутствующих в модулирующем сигнале [61, 65];

3) модификация программных алгоритмов управления для изменения модулирующих сигналов с целью регулирования амплитуды и улучшения качества управления выходного напряжения и использование модулирующих сигналов в различных конфигурациях (с симметрией по полуволнам, по четвертям периода, между фазами).

В течение последних 20 лет также можно выделить еще одну ступень развития схемотехники силовых преобразователей – появление мощных высокочастотных полупроводниковых приборов (тириستоров, полевых транзисторов, биполярных транзисторов с полевым затвором и др.). Это позволило значительно увеличить частоту коммутации (до десятков и сотен кГц) без серьезного увеличения потерь, которые демонстрировали более ранние образцы полупроводниковых приборов. Следовательно, появилась возможность вновь рассмотреть классические методы синусоидальной ШИМ и следящие подходы к управлению

В результате этого открылись новые подходы к анализу процесса работы трехфазных инверторов напряжения на основе использования обобщенного вектора выходного напряжения (тока). Этот вектор характеризуется только модулем и фазой, и будучи представленным на комплексной плоскости, занимает шесть чет-

ко фиксированных позиций, разделенных интервалами в 60 эл.градусов по фазе (Рисунок 1.6) [23].

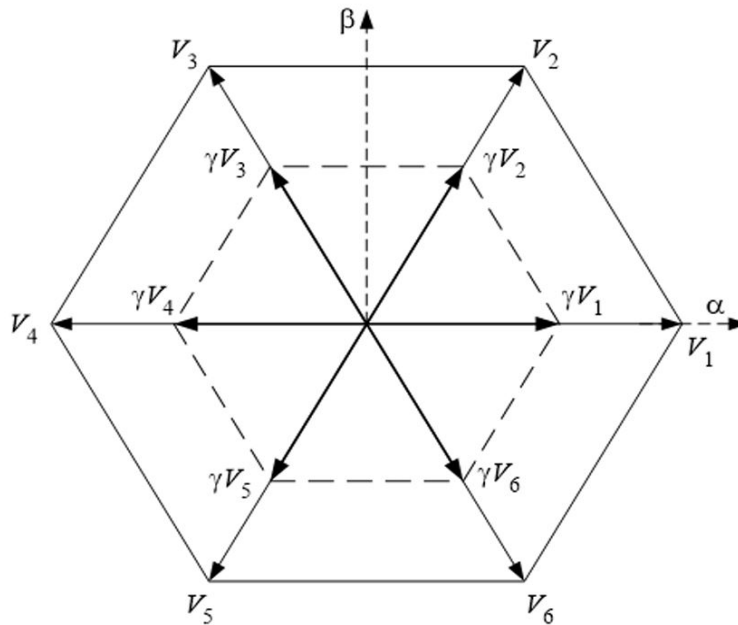


Рисунок 1.6—Векторная диаграмма

Метод векторной ШИМ впервые был непосредственно предложен в научной работе 1982 г. [66], хотя известны более ранние подходы к рассмотрению комплексного представления напряжения при использовании ШИМ [67]. Развитие данного направления исследований привело к созданию так называемых векторных способов управления АИН. Эти подходы характеризуются существенным снижением потерь, вызываемых высшими гармониками, снижением необходимого числа коммутаций силовых ключей. Кроме того, необходимо отметить, что одним из главных преимуществ стала возможность расширения линейного диапазона регулирования первой гармоники по сравнению с синусоидальной ШИМ на 15.5% [68]. Появление микропроцессорных систем управления для силовых преобразователей также способствовало активному внедрению векторных алгоритмов регулирования АИН, благодаря простоте дискретизации обобщенного вектора во временной области.

В связи с появлением термина «векторная ШИМ» разработанные ранее методики, основанные на рассмотрении модуляции во временной области, получили название «скалярной ШИМ».

Перечисленные выше подходы к управлению силовыми ключами в составе АИН служат дополнительным свидетельством того, что основным направлением совершенствования алгоритмов управления на основе ШИМ является более

глубокий и полный анализ объекта управления и доступных средств реализации алгоритмов [69]. Именно эта направленность формирует ключевые закономерности современного этапа развития алгоритмов управления на основе ШИМ, среди которых можно отметить следующие:

1) активное внедрение многоуровневых и многофазных топологий преобразователей, обоснованное потребностью в увеличении мощности систем преобразования электроэнергии;

2) развитие алгоритмов пространственно-векторной ШИМ для использования с различными топологиями преобразователей;

3) внедрение методов проектирования преобразователей и создание методик управления с использованием нейросетей, находящих все более широкое применение;

4) продолжающийся поиск новых решений на основе модификации опорных и модулирующих сигналов ШИМ, таких как, например, использование «инвертированного» синусоидального опорного сигнала, синхронизация опорного и модулирующего сигнала с сохранением их постоянной кратности; модуляция амплитуды опорного сигнала для увеличения линейного диапазона регулирования по основной гармонике генерируемого напряжения АИН; изменение знака модулирующих сигналов в точках естественной коммутации выходных напряжений; уменьшения величин паразитных гармоник в спектре напряжения за счет смещения опорного сигнала; сброс опорного сигнала в начальное состояние при переходе модулирующих сигналов через ноль; использование "частотной" модуляции опорного сигнала и т.д.

Таким образом можно заключить, что в современных условиях, характеризующихся широким разнообразием топологий инверторов и алгоритмов управления, актуальными задачами являются анализ и структурирование имеющихся данных в области разработки ШИМ силовых преобразователей, с развитием информационно емких критериев и подходов к сопоставлению различных методов.

Большинство областей применения инверторов с широтно-импульсной модуляцией – приводы двигателей переменного тока, активные фильтры, системы бесперебойного питания и источники питания переменного тока и др. – имеют систему автоматического управления, включающую внутренние контуры обратной связи по току и напряжению с различного вида регуляторами. Введение таких систем автоматического управления позволяет значительно повысить производительность энергопреобразовательной системы. Так, например, управление током в

преобразователях с ШИМ обеспечивает контроль формы мгновенного тока, защиту от пиковых токов, хорошие динамические характеристики, грубость системы по отношению к изменению параметров нагрузки и компенсацию изменений напряжения в звене постоянного тока [70].

Решение задачи синтеза регуляторов в составе САУ зачастую основано на рассмотрении линеаризованной в заданной рабочей точке математической модели преобразователя. При этом необходимо учитывать, что изменение величины напряжения питания или сопротивления нагрузки преобразователя, деградация свойств реактивных элементов могут привести к отклонению режима работы преобразователя от заданной рабочей точки, что, в свою очередь, может привести к существенному изменению его динамических характеристик и, как результат, к потере эффективности работы регуляторов, расчет которых выполнен на основе методов синтеза требующих линеаризации математической модели процессов в преобразователе [71]. Соответственно, высокой перспективностью обладают методики расчета регуляторов в составе САУ силовых преобразователей напряжения, обеспечивающих грубость системы в условиях переменной нагрузки и изменении режимов работы, при отсутствии необходимости в линеаризации математических моделей преобразователей. Учитывая данные особенности, также можно заключить, что производительность системы преобразования во многом зависит именно от эффективности применяемой стратегии управления.

Ключевой проблемой теории автоматического управления является проблема синтеза, поскольку выбор эффективных методик расчета регуляторов является необходимым условием для успешной разработки реальных систем управления. Выбирая подходящий метод расчета системы управления для конкретного объекта, необходимо удостовериться в том, что задача синтеза будет разрешима. Для этого необходимо исследовать свойства объекта управления, ограничения на переменные состояния и управления, а также требования, которые предъявляются к качеству работы замкнутой системы. Также необходимо убедиться в отсутствии внутренних противоречий между предъявляемыми требованиями и фактическими возможностями объекта, поэтому предварительно рекомендуется проводить оценку условий разрешимости задачи синтеза. Все методы синтеза решают одну из обратных задач динамики, когда нужно по заданному (оценками или конкретным видом) выходу y и известной модели объекта управления определить формируемую величину управления u в зависимости от входа v и выхода y таким образом, чтобы выполнялись требования к динамике и основная цель функционирования [72—74].

Конкретное сочетание оценок переходных процессов, видов динамических характеристик объектов и систем, способов вычисления управления определяют методы синтеза. Теория и практика автоматического управления накопила большое количество приемов синтеза, каждый из которых хорош в определенных задачах. Так, например, для регулирования выходного напряжения в литературе описаны различные методы управления, в том числе пропорционально-интегральный регулятор с использованием ШИМ-модуляции [75], использование фазовой автоподстройки частоты [76], управление с использованием dq-преобразования [77] и использование линейно-квадратичного регулятора (*Linear quadratic regulator – LQR*) [78].

Также в качестве примеров можно привести частотный метод, предназначенный для синтеза систем, работающих в режиме слежения или отработки входа, или модальный метод, основанный на использовании корней характеристического уравнения замкнутой системы, совокупность которых определяет свойства процессов отработки начальных состояний [1, 3—6, 79—82].

В настоящее время частотный метод считается классическим и остается одним из основных при расчете линейных систем. Популярность данного метода, равно как и его многочисленных модификаций, обусловлена еще и тем, что он обеспечивает приемлемое качество регулирования даже при небольшом изменении параметров реального объекта. Частотный метод чаще всего применяется при синтезе систем, работающих в режиме слежения или отработки входного воздействия [1, 2]. Это графоаналитический метод, основанный на использовании частотных характеристик разомкнутой или замкнутой системы. Также известен как метод желаемой логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ), при котором строится желаемая ЛАЧХ разомкнутой системы, исходя из требований на время переходных процессов и величину перерегулирования. Область применимости ограничена требованиями на отсутствие нулей и полюсов в правой части комплексной плоскости характеристического уравнения замкнутой системы (минимально-фазовая система). Методы настройки на технический оптимум (оптимум по модулю) и симметричный оптимум являются производными от метода желаемой ЛАЧХ, обеспечивая упрощенную процедуру расчета параметров регуляторов. Так технический оптимум обеспечивает компромисс между быстродействием и колебательностью переходных процессов, название исходит из того, что амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) в полосе пропускания почти не искажает входные гармонические сигналы. Симметричный оптимум в свою

очередь обеспечивает лучшее быстроедействие при худшем перерегулировании. Название дано по виду ЛАЧХ, при котором частота среза симметрична частотам сопряжения [1, 72, 79, 83, 84].

Модальный метод синтеза обычно применяется для расчета систем, работающих в режиме отработки начальных условий. При синтезе САУ с помощью данной методики формируются желаемые корни характеристического полинома замкнутой системы, которые относятся к модальным характеристикам системы. Однако данная методика не позволяет обеспечить желаемые показатели качества в условиях изменения параметров объекта управления, в частности, для силовых преобразователей, при изменениях мощности нагрузки или величины питающего напряжения [1, 81, 82].

Перечисленные выше методы требуют рассмотрения линеаризованной в заданной рабочей точке математической модели преобразователя. Однако изменение величины напряжения питания или сопротивления нагрузки преобразователя, деградация свойств реактивных элементов могут привести к отклонению режима работы преобразователя от заданной рабочей точки, что в свою очередь может привести к существенному изменению его динамических характеристик и к потере эффективности работы регуляторов. Соответственно, высокой перспективностью обладают методики расчета регуляторов для силовых преобразователей напряжения, которые не требуют линеаризации математической модели процессов в преобразователе и могут обеспечить грубость динамических свойств процессов в системе управления по отношению к существенным изменениям режимов работы преобразователя.

Метод малого параметра позволяет пренебрегать малыми параметрами, которые присутствуют в математической модели и обычно не учитываются при проектировании реальной системы управления. В качестве одной из вариаций такого подхода можно рассмотреть метод разделения движений, где в качестве малых параметров системы рассматриваются параметры характеризующие инерционность процессов [15, 16, 85]. Процессы, протекающие в реальных системах, можно условно разбить на несколько категорий в зависимости от скорости их протекания. При этом чаще всего вводится допущение о незначительно малых величинах быстрых составляющих процессов, данными малыми величинами можно пренебречь при условии устойчивости быстрых процессов. Однако такое допущение может негативно отразиться на оценке качественных свойств системы (например, устойчивости). Применение метода разделения движений позволяет условно разбить

полную модель системы с малыми параметрами на две подсистемы меньшего порядка, отражающие быстрые и медленные процессы, что позволяет упростить анализ и синтез. При использовании данного подхода устойчивость быстрых процессов достигается за счет выбора параметров регулятора, а получение желаемых показателей качества переходных процессов – за счет формирования медленных процессов в соответствии с эталонным уравнением. Данный метод обеспечивает грубость динамических свойств процессов в системе управления по отношению к существенным изменениям режимов работы преобразователя, и, кроме того, позволяет сохранять устойчивость систем при больших коэффициентах усиления регуляторов, что обеспечивает малость ошибок регулирования в системах переменного напряжения. Основным условием применения метода разделения движений является физическое наличие в системе малых инерционностей или больших коэффициентов (обратная величина будет малым параметром) [17—21].

Синтез многоканальных систем управления может быть выполнен также в классе разрывных алгоритмов управления путем формирования скользящих режимов. Основная особенность такого подхода состоит в применении релейного алгоритма управления для формирования движения вектора состояния системы вдоль заданной динамической траектории (многообразия, которое задано в пространстве состояний данной системы). Характерными свойствами регуляторов, основанных на скользящем управлении, являются: 1) повышенное быстродействие по сравнению с регуляторами с токовой обратной связью; 2) свойства робастности, характерные для скользящих режимов, работающих на постоянной частоте; 3) устойчивость при изменении условий эксплуатации в широких пределах; 4) более благоприятные переходные процессы. Однако необходимо подчеркнуть, что названные преимущества достигаются ценой более сложной топологии и требуют быстродействующих датчиков тока. Традиционная реализация регуляторов скользящих режимов основана на гистерезисной модуляции, что приводит к переменной частоте коммутации и является причиной дополнительного шума [1, 86—89].

1.4 Проблемы фильтрации при проектировании устройств силовой электроники

Одной из характерных особенностей силовых преобразователей с системой управления на основе широтно-импульсной модуляции является возникновение высокочастотных пульсаций, порождаемых при переключении полупроводниковых приборов в составе преобразователя, следствием чего является ухудшение

спектра генерируемого выходного напряжения. Кроме того, качество генерируемой энергии ухудшается при возникновении в цепях токов и напряжений несинусоидальной формы и при передаче помех по линиям обратной связи. Также необходимо отметить, что увеличение коэффициента усиления регулятора с целью повышения точности САУ также ведет к увеличению амплитуды данных высокочастотных пульсаций, ухудшая тем самым эффективность силового преобразователя. Это также оказывает негативное влияние на модулирующий сигнал ШИМ, и может привести к переходу ШИМ в режим насыщения (режим перемодуляции) [90]. В данном режиме функционирование силового преобразователя характеризуется следующими негативными эффектами: 1) существенное снижение величины основной гармоники выходного напряжения; 2) повышения уровня высокочастотных гармоник в спектральном составе генерируемого напряжения; 3) неравномерный режим эксплуатации и повышение износа полупроводниковых ключей [91, 92]. Следовательно, актуальной задачей при проектировании СЭС на основе силовых преобразователей является разработка методик снижения электромагнитных помех и, в том числе, высокочастотных пульсаций ШИМ.

На текущий момент известны различные способы снижения уровня электромагнитных помех. Среди наиболее распространенных подходов можно назвать введение активных и пассивных фильтров в силовые цепи или цепи обратной связи [93, 94], использование силовых ключей с увеличенной длительностью фронтов коммутации, оптимизация топологии печатной платы [95], экранирование и разнообразные схемотехнические решения [96, 97]. Для наиболее эффективного решения вопроса подавления помех, создаваемых полупроводниковым преобразователем, электромагнитные помехи принято разделять на два типа – индуктивные, распространяющиеся с помощью электромагнитного поля, и кондуктивные, распространяющиеся по проводникам. В качестве характерных проявлений последнего вида помех можно привести гармоники в спектре напряжения, колебания и прерывания напряжения, изменения частоты тока, разбаланс напряжений. Кондуктивные помехи также принято делить на дифференциальные и синфазные шумы. Дифференциальными принято называть шумы, возникающих между силовыми линиями, а синфазными – шумы, представляющими собой помехи от наземных линий [93, 98]. Большое количество литературы посвящено как вопросам обнаружения и точного выделения этих шумов [99], так и вопросам их наиболее эффективного подавления [100—109].

Импеданс источника и цепей распространения синфазных помех носит явно выраженный емкостной характер, и, соответственно, уменьшается при увеличении частоты переменного тока в цепи. Импеданс источника дифференциальных помех обладает индуктивным или резистивным характером и увеличивается при возрастании частоты тока. Для снижения уровня помех требуется либо уменьшить их величину в источнике, либо увеличить импеданс цепей распространения помех с помощью фильтров или других шумоподавляющих компонентов, например, ферритовых бусин [101].

Широко распространен способ подавления помех с помощью пассивных фильтров в цепи переменного тока, но, если такая возможность отсутствует, их устанавливают в цепи выпрямленного напряжения. Также широко распространено использование гибридных фильтров, включающих в себя связанные активные и пассивные фильтры, обеспечивающих эффективное подавление помех и позволяющих уменьшить габариты фильтра [93—95].

Пульсации, порождаемые в процессе коммутации силовых ключей при работе преобразователя с ШИМ, относятся к дифференциальным помехам. Величина этих помех прямо пропорциональна скорости изменения тока в цепях силовых ключей в процессе коммутации. Также источником данных помех является несинусоидальная форма тока, порождающая высшие гармоники.

Для подавления такого вида электромагнитных помех широко используются активные фильтры [94], однако их применение в основном рассматривалось в составе преобразователей постоянного тока [102, 103]. Ряд работ, посвященных гибридным фильтрам в AC/DC преобразователях, демонстрирует, что реализация активных фильтров для дифференциальных шумов по переменному току является очень сложной задачей по сравнению с активными фильтрами по постоянному току [104—106]. При проектировании таких фильтров возникает проблема обеспечения их устойчивости, связанная с требованиями на поддержание низкого коэффициента усиления на частоте сети и высокого коэффициента усиления в области частотного диапазона электромагнитных помех. При попытке сохранить существенное усиление в средней полосе и достаточно низкое усиление на частоте основной гармоники, неизбежно резкое увеличение усиления перед средней полосой частот. Это ведет к проблемам со устойчивостью, решение которых затруднено. Так, например, в работах [104, 106] разработана схема активного фильтра с обратной связью для уменьшения дифференциальных помех для AC/DC преобразователей, но из-за требований низкого коэффициента усиления на частоте сети и

сложности поддержания устойчивости как на низких, так и на высоких частотах, сделан вывод о том, что одиночный активный фильтр не может достаточно эффективно подавлять электромагнитные помехи. Для решения этой проблемы в работе [94] предлагается изменение конфигураций активных фильтров, основанное на комбинировании фильтров с различными типами обратных связей.

Отдельно необходимо рассмотреть вопрос подавления шумов в каналах системы управления и уменьшения влияния помех на измерительные цепи. Аппаратные способы уменьшения влияния помех на электрические цепи в первую очередь реализуются за счет уменьшения влияния эффектов внешней среды. К ним относятся использование корпусов с повышенной степенью защиты от факторов окружающей среды (класса *IP60* и выше), системы контроля температуры, а также меры по снижению вибраций и акустического шума. Важную роль играют также внедрение экранирования и заземления для уменьшения влияния электромагнитных помех. Методические способы подавления шумов и помех предполагают использование аппаратных (в случае использования аналоговых и цифровых приборах) и программных средств (для микропроцессорных систем). Алгоритмы сглаживания и усреднения, включая регрессионные, эффективно уменьшают уровень воздействия шумов за счет рассмотрения шумовых сигналов как случайных недетерминированных процессов. Частотная фильтрация является действенным способом пресечения помех, расположенных выше или ниже частоты полезного сигнала. Корреляционные и статистические подходы дают возможность детектировать полезный сигнал даже в условиях, когда уровень шумов на несколько порядков превышает уровень полезного сигнала.

Зачастую реальные измерительные сигналы являются низкочастотными, и соответственно в измерительных каналах в целях уменьшения влияния помех распространено добавление фильтров нижних частот (ФНЧ), частота среза которых задается равной максимальной граничной частоте спектра сигнала. Регулярные и импульсные помехи в промышленных условиях как правило имеют достаточно ограниченный, постоянный и хорошо воспроизводимый спектр частот. Если этот спектр известен, то соответствующий фильтр может резко снизить уровень помехи на входе измерительного прибора.

Необходимо отметить, что также решению похожей проблемы по подавлению пульсаций посвящен ряд работ по теории управления для систем со скользящими режимами [107—109]. В представленных исследованиях авторы предлагают способы устранения проблемы дребезга в нелинейных динамических системах пу-

тем использования различных подходов, основанных на использовании робастных систем управления, внедрении наблюдателей состояния, применение непрерывного управления и использование модифицированных регуляторов в системах автоматического управления и т.д.

Выводы по главе 1

В данной главе был проведен анализ принципа действия, конструктивного исполнения, алгоритмов управления, подходов к синтезу систем автоматического управления и основных областей применения электроэнергетических комплексов на базе инверторов, на основании которого были сделаны следующие выводы:

1. При проектировании электроэнергетических комплексов на базе инверторов напряжения требуется обеспечить соответствие заданным требованиям на энергетические показатели преобразования электроэнергии, в том числе путем уменьшения потерь при преобразовании и передаче, поддержания точности синхронизации выходного переменного напряжения инвертора с сетью, улучшения спектрального состава генерируемого напряжения, подавления шумов/помех в каналах управления и каналах передачи электроэнергии. Разработка новых подходов к проектированию инверторов напряжения и систем управления для них с учетом повышенных требований особенно актуальна в области создания электроэнергетических систем летательных аппаратов.

2. Наиболее распространенные в практическом применении методики синтеза систем автоматического управления, такие как частотный и модальный методы синтеза и их производные, недостаточно эффективны в условиях изменения параметров объекта управления (как, например, при нелинейной нагрузке или нагрузке с переменными параметрами для силовых преобразователей). Соответственно, актуальной является разработка методик проектирования робастных систем управления, таких как, например, методы синтеза на основе разделения темпов процессов в системе управления.

3. В существующей литературе проблема подавления пульсаций, порождаемых ШИМ, их влияния на процессы в контурах регулирования и возможности перехода ШИМ в режим перемодуляции недостаточно проработан. Рассмотрение данной проблемы с точки зрения подходов к синтезу САУ представляет собой важную научно-исследовательскую задачу.

4. Стремление к повышению точности системы автоматического управления приводит к необходимости повышения коэффициента усиления регуляторов.

Однако это свою очередь ведет к негативным эффектам в виде потери устойчивости системы и ухудшения показателей качества генерируемого напряжения. Соответственно, актуальным является вопрос решения этой проблемы и разработки альтернативных методов повышения точности САУ. В частности, один из наиболее распространенных подходов к решению данной проблемы заключается в использовании резонансных регуляторов, как будет рассмотрено в Главе 3.

Глава 2 Разработка методик синтеза регуляторов на основе метода разделения движений для типовых схем инверторов напряжения

В настоящее время для проектирования систем автоматического управления силовых преобразователей применяются различные методики, в том числе широко распространенный частотный метод синтеза, который был кратко рассмотрен в Главе 1. Однако необходимо отметить, что для систем с переменными параметрами данные методики могут привести к потере устойчивости и ухудшению эффективности регуляторов. Для подобных систем представляет интерес вопрос применения подходов основанных на разделении быстрых и медленных процессов в системе [17—19, 22]. В рамках данных подходов выбор структуры регулятора в соответствии со структурой объекта при определенных условиях позволяет обеспечить увеличение коэффициента усиления при сохранении свойства устойчивости системы. При этом устойчивость быстрых процессов обеспечивается за счет расчета параметров регулятора, а медленные процессы в силу заданной структуры регулятора соответствуют заданной эталонной модели, параметры которой, в свою очередь, выбираются исходя из требований к качеству переходных процессов. Соответственно, темп медленных процессов не зависит от параметра объекта управления, и таким образом становится возможным обеспечить грубость системы по отношению к изменениям этих параметров. Под разделением движений в данном случае понимается разделение между медленными и быстрыми процессами в каждом отдельно рассматриваемом замкнутом контуре регулирования, т.е. между медленным процессом формирования сигнала согласно заданному желаемому виду и быстрыми колебательными процессами при воздействии внешних возмущений. Также необходимо отметить, что полученные результирующие выражения для расчета коэффициентов регуляторов необходимо подвергать верификации с использованием численного моделирования или физических экспериментов с целью корректировки постоянных времени, введенных для описания быстрых и медленных процессов, и их соотношения в рамках рассматриваемой методики. В данной главе представлена процедура получения математических моделей для двух топологий инвертора напряжения и проведения синтеза двух систем автоматического управления с использованием методологии на основе формирования разнотемповых процессов в замкнутой системе. Последовательность этапов выполнения синтеза в соответствии с рассматриваемой методикой приведена в конце раздела 2.2.

2.1 Синтез системы автоматического управления для однофазного инвертора напряжения

На первом этапе рассмотрен синтез системы автоматического управления для наиболее простой конфигурации среди рассматриваемых силовых преобразователей – однофазного одноуровневого инвертора напряжения, построенного по H -мостовой схеме, с обобщенной RL -нагрузкой. В качестве управления рассматривается двуполярная синусоидальная ШИМ, принцип работы которой рассмотрен в разделе 1.3. Принципиальная схема преобразователя представлена на Рисунке 2.1 и включает в себя четыре полупроводниковых ключа, обозначенных как $VT1$ - $VT4$. В качестве питания такого преобразователя выступает напряжение, обозначенное как U_{DC} и прикладываемое к звену постоянного тока, включающему в себя конденсатор с емкостью C . В качестве нагрузки инвертора выступает последовательное соединение сопротивления R_H и индуктивности L_H .

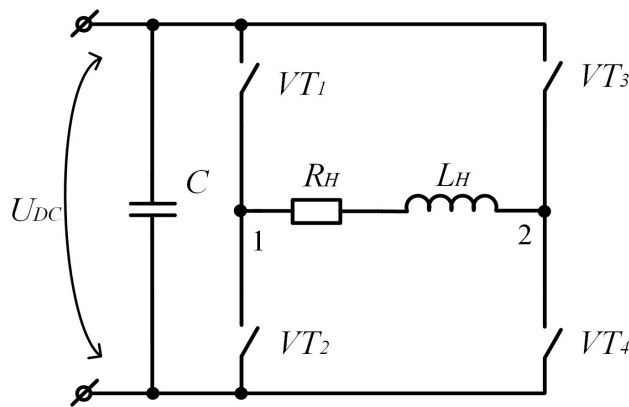


Рисунок 2.1—Обобщенная схема однофазного мостового инвертора напряжения

Математическая модель и передаточные функции рассматриваемого однофазного инвертора выделяются с помощью применения метода пространства состояний, для чего необходимо получить систему дифференциальных уравнений и представить их в матричном виде. Тогда линейный объект может быть описан с помощью следующей системы уравнений [71, 72, 79, 110]:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}, \quad (2.1)$$

где в качестве x обозначен вектор состояния, A , B , C – используемые матрицы коэффициентов, u – вектор управляющих воздействий, y – вектор выходных сигналов. Тогда передаточная функция для системы (2.1) определяется согласно следующему выражению:

$$W(p) = C(pI - A)^{-1}B. \quad (2.2)$$

Для получения математической модели в виде системы дифференциальных уравнений, описывающей происходящие в рассматриваемом инверторе процессы, можно рассмотреть следующую схему замещения, представленную на Рисунке 2.2. Ток нагрузки обозначен как i_H , под e_{DC} понимается внутренняя ЭДС инвертора (электродвижущая сила), отражающая связь между входным напряжением преобразователя U_{DC} и напряжением, генерируемым на выходных зажимах (1) и (2) преобразователя при работе силовых ключей, управляемых ШИМ.

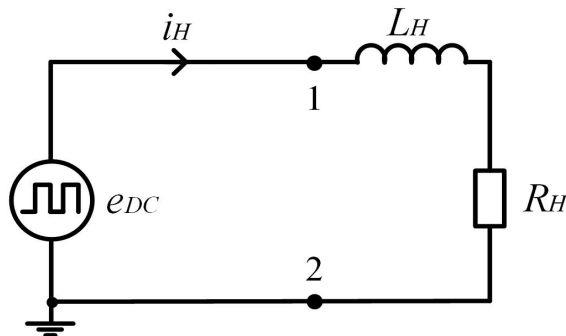


Рисунок 2.2—Схема замещения однофазного мостового ИН

Процессы в преобразователе могут быть описаны с помощью следующей системы дифференциальных уравнений в форме Коши:

$$\begin{cases} \frac{di_H}{dt} = -\frac{R_H}{L_H} \cdot i_H + \frac{e_{DC}}{L_H} \\ i_{\text{ВЫХ}} = i_H \end{cases} \quad (2.3)$$

В соответствии с методом усреднения мгновенные значения тока i_H и напряжения e_{DC} можно усреднить на интервале периода импульсов ШИМ (T_s) следующим образом:

$$I_H(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t i_H(\tau) d\tau; \quad E_{DC}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t e_{DC}(\tau) d\tau. \quad (2.4)$$

Также необходимо отметить, что согласно принципу работы рассматриваемого преобразователя при его управлении с помощью скалярной синусоидальной ШИМ, и анализу, проведенному в работах [90, 111—114], при использовании разложения в ряд Фурье и аппроксимации по первой гармонике напряжения, среднее значение ЭДС может быть заменено как произведение модулирующего сигнала u_M на входное напряжение U_{DC} , как показано в первом уравнении системы (2.5) ниже.

Тогда система (2.3) для средних на периоде ШИМ значений токов и напряжений может быть представлена следующим образом:

$$\begin{cases} \frac{dI_H}{dt} = -\frac{R_H}{L_H} \cdot I_H + \frac{U_{DC}}{L_H} \cdot u_M \\ I_{\text{ВЫХ}} = I_H \end{cases} \quad (2.5)$$

Таким образом, система (2.3) приведена к виду (2.1), с учетом усреднения на периоде ШИМ (2.4), где в качестве переменной состояния x рассматривается ток I_H , который также является и выходным током, т.е. одновременно рассматривается и как выходной сигнал y . В качестве управляющего воздействия u можно рассмотреть модулирующий сигнал u_M . Параметры системы, соответствующие модели (2.1) представлены ниже:

$$A = \left(-\frac{R}{L}\right); \quad B = \left(\frac{U_{DC}}{L}\right); \quad C = 1. \quad (2.6)$$

Тогда передаточная функция для рассматриваемого преобразователя в соответствии с выражениями (2.1)-(2.2) может быть определена следующим образом:

$$W_I(s) = \frac{I_H(s)}{u_M(s)} = \frac{U_{DC}}{L_H s + R_H}. \quad (2.7)$$

После получения математической модели преобразователя в виде передаточной функции можно перейти к синтезу системы автоматического управления, в данном случае, учитывая принцип работы рассматриваемого преобразователя, достаточно синтезировать одноконтурную САУ с регулированием по входному току, т.е. току нагрузки инвертора I_H . Учитывая, что передаточная функция объекта управления представляет собой дробь с полиномом первого порядка в знаменателе, в качестве регулятора в системе управления достаточно использовать регулятор первого порядка. Таким образом, структурная схема предлагаемой САУ представлена на Рисунке 2.3, в ее состав входит один ПИ-регулятор с единичной обратной связью по выходному току.

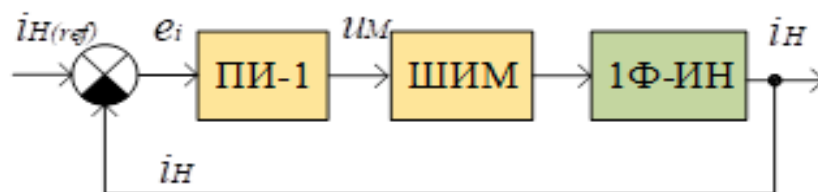


Рисунок 2.3—Структурная схема САУ для 1Ф-ИН

Здесь $i_{H(ref)}$ и i_H – задание на ток нагрузки и сигнал обратной связи по данному току, e_i – сигнал ошибки слежения/ошибки стабилизации, рассчитываемый как разность сигналов задания и обратной связи, u_M – модулирующий сигнал, генерируемый на выходе САУ и используемый в ШИМ для генерации последовательности управляющих импульсов для силовых ключей преобразователя. Задачей синтезируемой САУ является обеспечение требования асимптотического стремления ошибки e_i к нулю:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_i(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (i_{H(ref)}(t) - i_H(t)) = 0.$$

В качестве регулятора рассматривается ПИ-регулятор, с передаточной функцией вида:

$$W_{PI}(s) = k_P + \frac{k_I}{s} = k_1 \frac{s + T^{-1}}{\mu \cdot s}, \quad (2.8)$$

где k_P и k_I – пропорциональный и интегральный коэффициенты ПИ-регулятора. Вид передаточной функции ПИ-регулятора, адаптированной для использования в рамках методики, основанной на разделении разнотемповых процессов, представлен в правой части выражения (2.8). Здесь введены следующие коэффициенты: μ – постоянная времени, соответствующая быстрым процессам, T – постоянная времени, соответствующая подсистеме медленных движений, k_1 – коэффициент усиления регулятора.

Для перехода к синтезу параметров регуляторов необходимо рассмотреть передаточную функцию замкнутой системы управления с единичной обратной связью, соответствующую схеме на Рисунке 2.2:

$$W_1(s) = \frac{W_I(s) \cdot W_{PI}(s)}{1 + W_I(s) \cdot W_{PI}(s)}, \quad (2.9)$$

$$W_1(s) = \frac{k_1 \frac{U_{DC}}{L_H} (s + T^{-1})}{\mu s^2 + \left(\mu \frac{R_H}{L_H} + k_1 \frac{U_{DC}}{L_H} \right) s + k_1 \frac{U_{DC}}{L_H} \cdot T^{-1}}. \quad (2.10)$$

Для анализа условий устойчивости замкнутой системы и получения расчетных соотношений параметров для регулятора ПИ-1, в соответствии с методикой разделения движений [15, 16, 22, 115], необходимо выделить полиномы для подсистемы быстрых движений (ПБД) и медленных движений (ПМД). Характеристический полином ПМД в контуре регулирования тока можно получить на основе

характеристического полинома замкнутой системы (2.9), который представляет собой знаменатель дроби из выражения (2.10), при $\mu \rightarrow 0$:

$$A_1(s, \mu) = \mu s^2 + \left(\mu \frac{R_H}{L_H} + k_1 \frac{U_{DC}}{L_H} \right) s + k_1 \frac{U_{DC}}{L_H} \cdot T^{-1}, \quad (2.11)$$

$$A_{1(\text{ПМД})}(s) = \lim_{\mu \rightarrow 0} A_1(s, \mu) = k_1 \frac{U_{DC}}{L_H} (s + T^{-1}). \quad (2.12)$$

Принимая во внимание устойчивость полинома в числителе передаточной функции (2.10), в подсистеме медленных движений устойчивость процессов достигается с помощью выбора постоянной времени ПМД исходя из условия $T > 0$. Расчет данной постоянной времени осуществляется исходя из требования на длительность переходных процессов по току.

Также из характеристического уравнения замкнутой системы (2.10) необходимо выделить характеристический полином ПБД путем использования ряда математических преобразований [22, 115]. Для рассматриваемого характеристического полинома второго порядка (2.11) необходимо выполнить в полиноме замену $s = p/\mu$ и домножить полученное выражение на μ . Затем, устремив $\mu \rightarrow 0$, полином принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} \lim_{\mu \rightarrow 0} \left(A_1 \left(\frac{p}{\mu} \right) \cdot \mu \right) &= \lim_{\mu \rightarrow 0} \left(p^2 + \mu \frac{R_H}{L_H} p + k_1 \frac{U_{DC}}{L_H} p + \mu k_1 \frac{U_{DC}}{L_H} \cdot T^{-1} \right) = \\ &= p^2 + k_1 \frac{U_{DC}}{L_H} p. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Итоговое выражение для характеристического полинома ПБД в таком случае может быть получено на основе выражения (2.13) после умножения его на p^{-1} и выполнения замены $p \rightarrow \mu s$:

$$A_{1(\text{ПБД})}(s) = \mu s + k_1 \frac{U_{DC}}{L_H}. \quad (2.14)$$

Исходя из полученного вида ПБД (2.14) при выполнении условия $\mu > 0$, устойчивость быстрых процессов будет обеспечиваться при положительном значении второго слагаемого в выражении (2.14), т.е. $(k \cdot U_{DC}/L_H) > 0$. С целью обеспечения устойчивости ПБД и для простоты расчета рекомендуется считать это слагаемое равное единице, и, следовательно, коэффициент усиления регулятора будет равен $k = L_H / U_{DC}$. Из выражения (2.12) следует, что темп процессов в подсистеме медленных движений зависит от величины постоянной времени T . Постоянную времени μ для быстрых процессов, исходя из известных подходов на основе разделения

движений [22, 115], можно рассчитать, используя следующее соотношение:

$$\mu = T \cdot \eta^{-1}, \quad (2.15)$$

где η – степень разделения быстрых и медленных движений, которую рекомендуется задавать из условия $\eta \geq 10$ [22].

Также расчет постоянной времени μ можно осуществить исходя из требования на величину относительной ошибки ε в установившемся режиме. Для этого необходимо рассмотреть передаточную функцию по ошибке регулирования для замкнутой системы с единичной обратной связью, как отношения изображений сигнала ошибки e_i и сигнала задания $i_{H(ref)}$:

$$\begin{aligned} W_{ei}(s) &= \frac{1}{1 + W_I(s) \cdot W_{PI}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{U_{DC}}{L_H s + R_H} \cdot k_1 \frac{s + T^{-1}}{\mu \cdot s}} = \\ &= \frac{(L_H s + R_H) \mu s}{(L_H s + R_H) \mu s + k_1 U_{DC} (s + T^{-1})}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

При переходе в частотную область передаточная функция (2.16) преобразуется следующим образом, как показано ниже (под j понимается мнимая единица):

$$W_{ei}(j\omega) = \frac{-L_H \mu \omega^2 + j \cdot R_H \mu \omega}{-L_H \mu \omega^2 + j \cdot R_H \mu \omega + j \cdot k_1 U_{DC} \omega + k_1 U_{DC} T^{-1}}. \quad (2.17)$$

Далее может быть получена амплитудно-частотная функция, определяемая как модуль частотной передаточной функции (2.17):

$$\begin{aligned} A_{ei}(\omega) &= |W_{ei}(j\omega)| = \frac{\mu \omega \sqrt{L_H^2 \omega^2 - R_H^2}}{\sqrt{L_H^2 \mu^2 \omega^4 - 2 L_H \mu \omega^2 k_1 U_{DC} T^{-1} + \dots}} \\ &\dots \\ &\sqrt{\dots + k_1^2 U_{DC}^2 T^{-2} + R_H^2 \mu^2 \omega^2 + 2 R_H \mu \omega^2 k_1 U_{DC} + k_1^2 U_{DC}^2 \omega^2}. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Значение функции (2.18) на частоте задающего сигнала и представляет собой величину относительной ошибки регулирования. Тогда при решении задачи синтеза с известным требованием на величину ошибки ε должно выполняться условие $A_{ei}(\omega_{ref}) \leq \varepsilon$, из которого при известных параметрах объекта управления и рассчитанных параметрах регулятора T и k может быть получено итоговое расчетное соотношение для постоянной времени μ .

Таким образом, в данном разделе был рассмотрен подход к синтезу параметров регуляторов простейшей одноконтурной системы автоматического управления с ПИ-регулятором на основе формирования разнотемповых процессов в системе управления.

2.2 Синтез системы автоматического управления для трехфазного инвертора напряжения

Для трехфазного инвертора напряжения процедура получения математической модели и синтеза системы автоматического управления проводится с помощью методики, аналогичной представленной в предыдущем разделе для однофазного инвертора. Структурная схема трехфазного двухуровневого мостового инвертора напряжения может быть получена на основании Рисунка 1.3. Она представлена на Рисунке 2.4 и включает в себя три силовые фазные стойки, состоящие из 6 полупроводниковых ключей (VT_1 - VT_6). Аналогичным предыдущему разделу образом в качестве алгоритма управления силовыми ключами (*IGBT*, *MOSFET*) рассматривается скалярная синусоидальная ШИМ с длительностью управляющих импульсов 120 эл. градусов, принцип работы которой рассмотрен в разделе 1.3. Необходимо отметить, что здесь представлена топология инвертора с соединением средней точки звена постоянного тока и нулевой точки нагрузки с помощью нулевого провода, как одна из наиболее часто встречающихся в системах распределенной генерации энергии [116—118], в том числе в энергосистемах авиационных комплексов. Подобная топология получила широкое распространение благодаря возможности подключения несимметричной нагрузки за счет независимой работы трех фаз. Питающее напряжение распределяется равномерно между конденсаторами C_1 и C_2 в звене постоянного тока, и принимает величину $U_{DC}/2$.

Также для анализа электромагнитных процессов в схеме и получения математической модели преобразователя вводится трехфазное напряжение $e_{ин(N)}$ (внутренняя ЭДС инвертора, где индекс N введен для обозначения одной из трех фаз A , B , C). Процедура получения аналитических выражений для связи ЭДС с входным напряжением инвертора U_{DC} была подробно рассмотрена в работах [111, 112, 114]. Обобщая результаты, представленные в этих исследованиях, можно сделать вывод, что среднее значение рассматриваемого напряжения с высокой степенью точности описывается с помощью аппроксимации, основанной на первой гармонике, в соответствии со следующей формулой:

$$E_{ин} = \frac{U_{DC}}{2} \cdot u_M, \quad (2.19)$$

где u_M – модулирующий сигнал синусоидальной ШИМ.

Ток и комплексное сопротивление трехфазной нагрузки обозначены как $i_{Z(N)}$ и Z_N соответственно. В зависимости от объекта применения под комплексной трехфазной нагрузкой могут пониматься различные комбинации RLC -элементов.

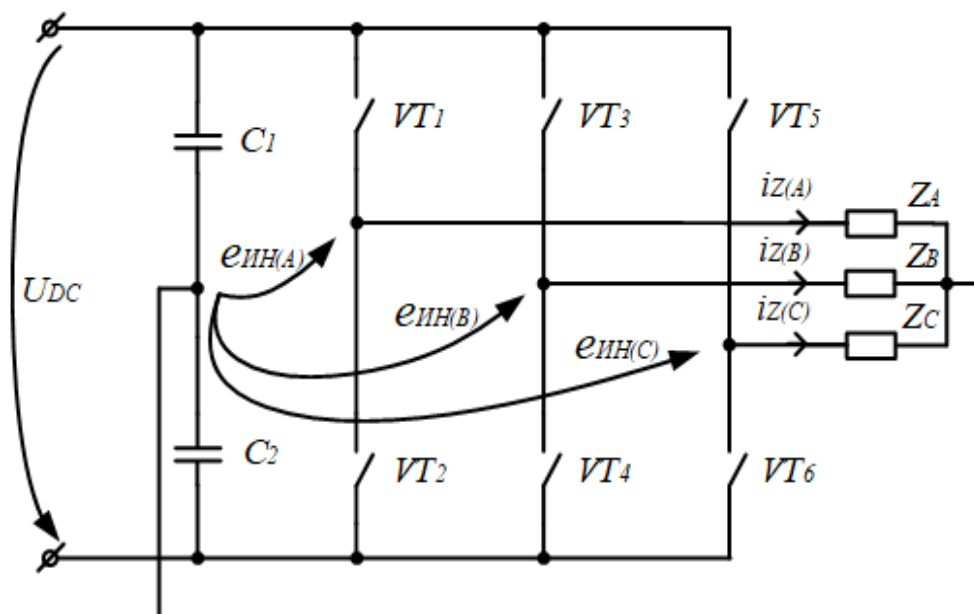


Рисунок 2.4—Принципиальная схема трехфазного инвертора напряжения с обобщенной комплексной нагрузкой

При рассмотрении различных типов нагрузки необходимо рассмотреть два наиболее распространенных варианта – последовательное и параллельное подключение RL нагрузки на выходе преобразователя. Учитывая наличие нулевого провода, при рассмотрении последовательного соединения нагрузки схема замещения для одной фазы рассматриваемого инвертора напряжения будет аналогична схеме, представленной на Рисунке 2.2, и, следовательно, электромагнитные процессы в схеме и итоговая математическая модель для преобразователя по одной фазе будут совпадать с выражениями (2.3)-(2.7).

Также необходимо рассмотреть параллельное подключение RL нагрузки. В качестве примера, такое соединение элементов может быть использовано для замещения трехфазной двухполупериодной трансформаторно-выпрямительной нагрузки, которая также представляет собой один из допустимых видов электрических цепей в авиационных СЭС [49]. При расчете подобного типа бортовой нагрузки рекомендуется использовать стандартную T -образную схему замещения трансформатора [22], с допущением о том, что паразитные параметры обмоток считаются пренебрежимо малыми. Именно в таком случае схема замещения данной нагрузки представляет собой параллельное соединение RL -элементов. Также одним из наиболее распространенных решений при проектировании преобразователя является добавление LC -фильтра, для повышения качества генерируемого напряжения с помощью фильтрации паразитных гармоник. Таким образом, в данном разделе в качестве комплексной нагрузки Z на Рисунке 2.4 рассматривается

подключение трехфазного Г-образного LC -фильтра с соединением нулевой точки с проводом нейтрали и параллельная активно-индуктивная нагрузка. Также необходимо отметить, что рассматриваемая четырехпроводная топология трехфазного инвертора позволяет рассмотреть схему замещения по каждой фазе отдельно, и, следовательно, реализовать независимое пофазное регулирование. Схема замещения, соответствующая рассматриваемой нагрузке для одной из фаз инвертора, представлена на Рисунке 2.5. Для простоты расчета на данном этапе индексы для обозначения фаз в токах и напряжениях опущены, нагрузка предполагается симметричной.

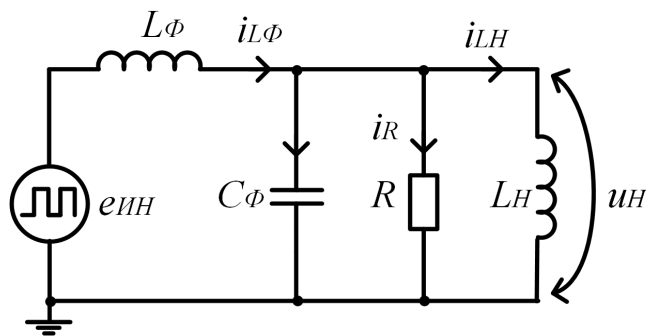


Рисунок 2.5—Схема замещения одной фазы выходной цепи трехфазного ИН

Здесь L_{Φ} и C_{Φ} – индуктивность и емкость фильтра; R_H и L_H – активное сопротивление и индуктивность нагрузки; u_H – нагрузочное напряжение равное напряжению, падающему на фильтровом конденсаторе; $e_{ин}$ – выходное напряжение инвертора согласно выражению (2.19), под током $i_{L\Phi}$ понимается выходной ток инвертора, соответствующий току $i_{Z(N)}$ на Рисунке 2.4. Математическая модель для данной схемы замещения может быть получена таким же образом, как для рассмотренного ранее однофазного инвертора, согласно выражениям (2.1)-(2.2) в виде системы дифференциальных уравнений и в виде передаточной функции.

В соответствии с методом усреднения мгновенные значений токов i_H , i_C , i_L , и напряжений u_C , $e_{ин}$ можно усреднить на интервале периода импульсов ШИМ (T_s) следующим образом:

$$\begin{aligned} I_R(t) &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t i_R(\tau) d\tau, & I_C(t) &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t i_C(\tau) d\tau, \\ I_{L\Phi}(t) &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t i_{L\Phi}(\tau) d\tau, & I_{LH}(t) &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t i_{LH}(\tau) d\tau, \\ U_H(t) &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t u_H(\tau) d\tau, & E_{ин}(t) &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t e_{ин}(\tau) d\tau. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Система дифференциальных уравнений, описывающая процессы в схеме замещения, и приведенная к виду (2.1), с учетом выражения (2.19) для ЭДС выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \dot{I}_{L\Phi} = -\frac{1}{L_{\Phi}}U_{\text{H}} + \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}}u_M, \\ \dot{I}_{L\text{H}} = \frac{1}{L_{\text{H}}}U_{\text{H}}, \\ \dot{U}_{\text{H}} = \frac{1}{C_{\Phi}}I_{L\Phi} - \frac{1}{C_{\Phi}}I_{L\text{H}} - \frac{1}{RC_{\Phi}}U_{\text{H}}. \end{cases} \quad (2.21)$$

Матрицы переменных состояний, входных и выходных переменных, и матрицы коэффициентов, соответствующие математической модели (2.1), для полученной системы уравнений (2.21) принимают следующий вид:

$$X = \begin{pmatrix} I_{L\Phi} \\ I_{L\text{H}} \\ U_{\text{H}} \end{pmatrix}; \quad Y = (U_{\text{H}}); \quad U = (u_M). \quad (2.22)$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_{\Phi}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{\text{H}}} \\ \frac{1}{C_{\Phi}} & -\frac{1}{C_{\Phi}} & -\frac{1}{RC_{\Phi}} \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}; \quad C = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (2.23)$$

Соответствующая рассмотренной системе уравнений передаточная функция для объекта управления внутреннего контура (по выходному току инвертора/току индуктивности фильтра), полученная в соответствии с выражением (2.2), представлена ниже:

$$W_I(s) = \frac{I_{L\Phi}(s)}{u_M(s)} = \frac{\frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}} \left(s^2 + \frac{1}{RC_{\Phi}}s + \frac{1}{C_{\Phi}} \cdot \frac{1}{L_{\text{H}}} \right)}{s^3 + \frac{1}{RC_{\Phi}}s^2 + \left(\frac{1}{L_{\Phi}} \cdot \frac{1}{C_{\Phi}} + \frac{1}{C_{\Phi}} \cdot \frac{1}{L_{\text{H}}} \right)s}. \quad (2.24)$$

Учитывая принцип работы рассматриваемого трехфазного преобразователя необходимо, синтезировать двухконтурную САУ с регулированием по выходному току инвертора, т.е. току фильтровой индуктивности и напряжению нагрузки, эквивалентному напряжению на фильтровой емкости. На данном этапе исследования предлагается рассмотреть систему управления с двумя ПИ-регуляторами,

как показано на Рисунке 2.6. Передаточные функции регуляторов внутреннего контура $W_{ПИ1}(s)$ и внешнего контура $W_{ПИ2}(s)$ принимают следующий вид:

$$W_{ПИ1}(s) = k_P + \frac{k_I}{s} = k_1 \frac{s + T_1^{-1}}{\mu_1 s}, \quad (2.25)$$

$$W_{ПИ2}(s) = k_2 \frac{s + T_2^{-1}}{\mu_2 s}. \quad (2.26)$$

Здесь коэффициенты k_I и k_P в левой части выражения (2.25) определяют интегральную и пропорциональную составляющие ПИ-регулятора; коэффициенты k_1 и k_2 введены для обозначения коэффициентов усиления регуляторов при представлении его передаточной функции в виде единой дроби; T_1 и T_2 – постоянные времени подсистем медленных движений; μ_1 и μ_2 – постоянные времени подсистем быстрых движений, представленные в соответствии с МРД.

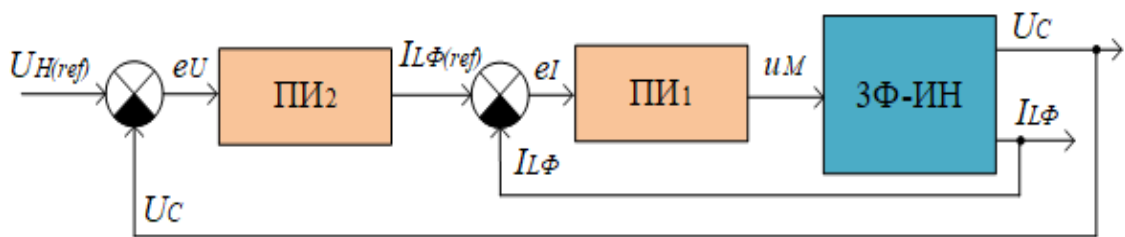


Рисунок 2.6—Структурная схема двухконтурной САУ для одной фазы трехфазного инвертора напряжения

Ток и напряжение с выхода инвертора с помощью единичной обратной связи передаются в соответствующие контуры системы регулирования, управление осуществляется независимо для трех фаз. Требуемые величины выходных параметров выражены через сигналы задания $I_{L\Phi(ref)}$ для тока и $U_{H(ref)}$ для напряжения. Сигналы ошибок слежения, поступающие с выходов сумматоров на ПИ-регуляторы, представлены как e_I и e_U для тока и напряжения соответственно:

$$e_I(t) = I_{L\Phi(ref)}(t) - I_{L\Phi}(t), \quad (2.27)$$

$$e_U(t) = U_{H(ref)}(t) - U_H(t). \quad (2.28)$$

Задача управления ставится аналогичным образом, как это было представлено в разделе 2.1, синтезируемая САУ должна обеспечивать нулевые величины ошибок управления по напряжению во внешнем контуре и по току во внутреннем контуре. Расчет параметров регуляторов проводится в соответствии с методом

разделения движений последовательно для внутреннего и внешних контуров. Передаточная функция для внутреннего контура регулирования принимает следующий вид:

$$W_1(s) = \frac{W_I(s) \cdot W_{PI1}(s)}{1 + W_I(s) \cdot W_{PI1}(s)} = \frac{\frac{U_{DC}}{2L_\Phi} \left(s^2 + \frac{1}{RC_\Phi} s + \frac{1}{C_\Phi} \cdot \frac{1}{L_H} \right) (s + T_1^{-1})}{A_I(s)}. \quad (2.29)$$

Здесь для удобства отображения знаменателя дроби введено следующее обозначение:

$$A_1(s, \mu_1) = \mu_1 s^4 + \left(\frac{1}{RC_\Phi} \mu_1 + \frac{U_{DC}}{2L_\Phi} k_1 \right) s^3 + \left(\frac{1}{C_\Phi L_\Phi} \mu_1 + \frac{1}{C_\Phi L_H} \mu_1 + \frac{U_{DC}}{2L_\Phi} k_1 T_1^{-1} + \frac{1}{RC_\Phi} \frac{U_{DC}}{2L_\Phi} k_1 \right) s^2 + \left(\frac{U_{DC}}{2L_\Phi C_\Phi L_H} k_1 + \frac{U_{DC}}{2L_\Phi RC_\Phi} k_1 T_1^{-1} \right) s + \frac{U_{DC}}{2L_\Phi C_\Phi L_H} k_1 T_1^{-1}. \quad (2.30)$$

Выражение (2.30) для характеристического полинома позволяет провести анализ устойчивости и получить выражения для расчета параметров ПИ-регулятора в контуре тока. Необходимо подчеркнуть, что данный полином включает в себя малый параметр μ_1 , вследствие чего в замкнутой системе формируются быстрые и медленные процессы. Для анализа корней предлагается использовать метод разделения движений, подробнее описанный в разделе 1.3. Для подсистемы медленных движений на основании алгоритма, приведенного в работах [18, 21, 115], можно записать следующее выражение:

$$A_{1(\text{ПМД})}(s) = \lim_{\mu_1 \rightarrow 0} A_1(s, \mu_1) = \frac{U_{DC}}{2L_\Phi} k_1 \left(s^2 + \frac{1}{RC_\Phi} s + \frac{1}{C_\Phi L_H} \right) (s + T_1^{-1}). \quad (2.31)$$

Учитывая, что полином в числителе передаточной функции (2.29) считается устойчивым, в подсистеме медленных движений устойчивость может быть обеспечена при соблюдении условия $T_1 > 0$. Выражение, связывающее величину постоянной времени ПМД с желаемым временем переходных процессов в рассматриваемом контуре, приведено ниже:

$$t_{\text{перех.проц.}} = (3 \dots 4) \cdot T_1.$$

Также на основе выражения (2.30) можно выделить полином подсистемы быстрых движений, для чего необходимо провести ряд следующих преобразований: выполнить в полиноме (2.30) замену $s = p/\mu_1$, умножить полученное на μ_1^3 ,

получить результат при $\mu_1 \rightarrow 0$, и провести обратные действия, умножив полученное ранее на p^{-3} и выполнив замену $p = \mu_1 \cdot s$, как показано ниже:

$$\lim_{\mu_1 \rightarrow 0} \left(A_1 \left(\frac{p}{\mu_1} \right) \cdot \mu_1^3 \right) = p^3 \left(p + \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}} k_1 \right), \quad (2.32)$$

$$A_{1(\text{ПБД})}(s) = \mu_1 s + \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}} k_1. \quad (2.33)$$

Исходя из выражения (2.33) при положительном значении постоянной времени быстрых процессов ($\mu_1 > 0$), их устойчивость будет обеспечена при сохранении второго слагаемого в выражении (2.33) больше нуля. Таким образом, с целью обеспечения устойчивости в контуре тока и для простоты расчета коэффициент усиления регулятора можно выбрать следующим:

$$k_1 = \frac{2L_{\Phi}}{U_{DC}}. \quad (2.34)$$

Для корректного разделения темпов протекания быстрых и медленных процессов постоянная времени μ_1 должна быть задана следующим образом:

$$\mu_1 = \frac{\min \{ \tau, T_1 \}}{\eta}, \quad (2.35)$$

где η – коэффициент, обозначаемый как степень разделения быстрых и медленных движений, который рекомендуется задавать из условия $\eta \geq 10$ [22]; τ – постоянная времени из выражения (2.31):

$$\tau = \sqrt{C_{\Phi} L_{\text{H}}}.$$

Необходимо отметить, что благодаря устойчивости быстрых и медленных процессов, в свою очередь обеспечивается устойчивость замкнутого контура по току, и ошибка регулирования из выражения (2.27) стремится к нулю.

Расчет параметров регуляторов во внешнем контуре по выходному напряжению осуществляется аналогичным образом. Согласно принципу подчиненного регулирования быстродействие внутреннего контура должно значительно превышать быстродействие во внешнем контуре. Следовательно, при рассмотрении объекта управления во внешнем контуре можно ввести допущение о том, что к моменту вступления в работу регулятора внешнего контура переходные процессы во внутреннем контуре завершились, т.е. справедливо условие $I_{L1(\text{ref})} = I_{L1}$. Тогда

на основе выражений (2.21)-(2.23) может быть получена следующая передаточная функция для объекта управления внешнего контура:

$$W_U(s) = \frac{U_C(s)}{I_{L\Phi}(s)} = \frac{\frac{1}{C_\Phi} s}{s^2 + \frac{1}{RC_\Phi} s + \frac{1}{C_\Phi L_H}}. \quad (2.36)$$

Таким образом, передаточная функция замкнутой системы для контура регулирования напряжения, полученная на основе передаточных функций ПИ-регулятора и объекта управления для внешнего контура (2.36), представлена ниже:

$$\begin{aligned} W_2(s) &= \frac{W_U(s) \cdot W_{PI2}(s)}{1 + W_U(s) \cdot W_{PI2}(s)} = \\ &= \frac{k_2 \frac{1}{C_\Phi} (s + T_2^{-1})}{\mu_2 s^2 + \left(\frac{k_2}{C_\Phi} + \frac{\mu_2}{RC_\Phi} \right) s + \frac{\mu_2}{C_\Phi L_H} + \frac{k_2}{C_\Phi} T_2^{-1}}. \end{aligned} \quad (2.37)$$

По аналогии с контуром по току на основе знаменателя дроби (2.37) был выделен характеристический полином $A_2(s, \mu_2)$ и получены полиномы подсистем быстрых и медленных процессов для внешнего контура регулирования:

$$A_{2(\text{ПМД})}(s) = \lim_{\mu_2 \rightarrow 0} A_2(s, \mu_2) = k_2 \frac{1}{C_\Phi} (s + T_2^{-1}), \quad (2.38)$$

$$\lim_{\mu_2 \rightarrow 0} \left(A_2 \left(\frac{p}{\mu_2} \right) \cdot \mu_2 \right) = p^2 + k_2 \frac{1}{C_\Phi} p, \quad (2.39)$$

$$A_{2(\text{ПБД})}(s) = s\mu_2 + \frac{k_2}{C_\Phi}. \quad (2.40)$$

Для устойчивости полинома (2.38), аналогично полиному ПБД для внутреннего контура (2.31), рекомендуется выбирать коэффициент усиления регулятора равным $k_2 = C_\Phi$. Аналогичным образом устойчивость процессов в подсистеме медленных движений внешнего контура регулирования обеспечивается выбором $T_2 > 0$. Принимая во внимание принцип подчиненного регулирования в многоконтурных системах, постоянные времени μ_2 и T_2 для внешнего контура могут быть рассчитаны на основе быстрогодействия внутреннего контура:

$$\mu_2 = T_1, \quad (2.41)$$

$$T_2 = \mu_2 \cdot \eta. \quad (2.42)$$

При этом длительность переходных процессов по выходному напряжению U_C будет определяться значением постоянной времени T_2 . Также необходимо отметить, что дополнительные расчетные соотношения для постоянных времени подсистем быстрых движений μ_1 и μ_2 могут быть получены, исходя из требований на величину ошибки по регулируемым переменным, с помощью выделения модуля частотной передаточной функции по ошибке регулирования для каждого контура, полностью аналогично тому, как это было представлено в разделе 2.1 (выражения (2.16)-(2.18)). Однако здесь данная процедура не приводится подробно в силу громоздкости передаточных функций для объекта управления и для замкнутого контура.

Также предлагаемая методика позволяет провести синтез альтернативной САУ для рассматриваемого объекта управления только с одним контуром регулирования по выходному напряжению и пропорционально-интегро-дифференциальным регулятором (ПИД-регулятором) в следующем виде:

$$W_{PID}(s) = k_P + \frac{k_I}{s} + \frac{k_D s}{\tau s + 1} = k_3 \frac{s^2 + 2 \cdot T_3^{-1} s + T_3^{-2}}{\mu_3^2 s^2 + 2\mu_3 s}. \quad (2.43)$$

где k_D – дифференциальный коэффициент ПИД-регулятора; τ – постоянная времени реального дифференцирующего звена; k_3 , μ_3 , T_3 – коэффициент усиления и постоянные времени подсистем быстрых и медленных движений, характеризующие рассчитываемый регулятор в соответствии с МРД. При этом, поскольку рассматривается одноконтурная САУ, передаточная функция объекта управления будет представлена следующим образом:

$$W_{U2}(s) = \frac{U_C(s)}{u_M(s)} = \frac{\frac{U_{DC}}{2L_\Phi} \frac{1}{C_\Phi}}{s^2 + \frac{1}{RC_\Phi} s + \left(\frac{1}{L_\Phi} \cdot \frac{1}{C_\Phi} + \frac{1}{C_\Phi} \cdot \frac{1}{L_H} \right)}. \quad (2.44)$$

Структурная схема одноконтурной САУ для такой конфигурации представлена на Рисунке 2.7 ниже.

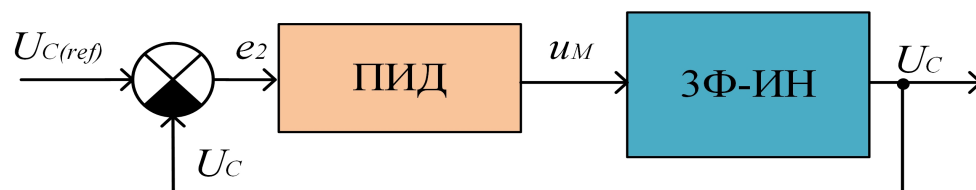


Рисунок 2.7—Структурная схема одноконтурной САУ для одной фазы трехфазного инвертора напряжения

Передаточная функция замкнутого контура с объектом управления (2.44) и регулятором (2.43) принимает вид, как представлено в выражении (2.45):

$$\begin{aligned}
 W_3(s) &= \frac{W_{U2}(s) \cdot W_{PID}(s)}{1 + W_{U2}(s) \cdot W_{PID}(s)} = \\
 &= \frac{k_3 \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} (s^2 + 2T_3^{-1}s + T_3^{-2})}{\left(s^2 + \frac{1}{RC_{\Phi}}s + \left(\frac{1}{L_{\Phi}C_{\Phi}} + \frac{1}{C_{\Phi}L_H}\right)\right) (\mu_3^2 s^2 + 2\mu_3 s) + \dots} \\
 &\quad \dots \\
 &\quad \dots + k_3 \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} (s^2 + 2T_3^{-1}s + T_3^{-2})
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

Аналогично синтезу, проведенному в данной главе для САУ однофазного инвертора и для двухконтурной САУ, для трехфазного инвертора на основе характеристического полинома из знаменателя выражения (2.45) выделяются полиномы для подсистемы быстрых движений и медленных движений, как представлено ниже:

$$A_{3(ПМД)}(s) = \lim_{\mu_3 \rightarrow 0} A_3(s, \mu_3) = k_3 \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} (s^2 + 2T_3^{-1}s + T_3^{-2}). \tag{2.46}$$

$$\lim_{\mu_3 \rightarrow 0} \left(A_3 \left(\frac{p}{\mu_3} \right) \cdot \mu_3^2 \right) = T_3^2 p^2 \left(p^2 + 2p + k_3 \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} \right), \tag{2.47}$$

$$A_{3(ПБД)}(s) = T_3^2 \left(\mu_3^2 s^2 + 2\mu_3 s + k_3 \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} \right). \tag{2.48}$$

Таким же образом на основании выделенных полиномов можно заключить, что устойчивость процессов обеспечивается выбором $T_3 > 0$ и $(k_3 U_{DC} / 2C_{\Phi}L_{\Phi}) > 0$. Постоянные времени ПМД и ПБД выбираются исходя из требуемого быстродействия и времени переходных процессов по выходному напряжению (с учетом того факта, что используется регулятор 2-го порядка):

$$T_3 = \frac{t_{\text{перех.проц.}}}{2 \cdot (3...4)}, \tag{2.49}$$

$$\mu_3 = \frac{T_3}{\eta_3}, \tag{2.50}$$

Коэффициент усиления регулятора, исходя из представленных выше условий, может быть рассчитан следующим образом, как представлено в выражении (2.51):

$$k_3 = \frac{2L_{\Phi}C_{\Phi}}{U_{DC}}. \tag{2.51}$$

Таким образом, по результатам разделов 2.1-2.2, основные этапы синтеза САУ для силового преобразователя с использованием предлагаемой **методики** формулируются следующим образом:

1. Получить математическую модели объекта управления в виде системы дифференциальных уравнений в форме Коши в соответствии с (2.1), с учетом необходимых допущений, требуемых для рассматриваемого объекта управления.

2. Получить передаточную функцию $W(s)$, как отношение изображения по Лапласу регулируемой выходной величины к управляющему сигналу. Для силовых преобразователей таким воздействием для внутреннего контура является модулирующий сигнал ШИМ, для внешних контуров – токи / напряжения / скорость вращения, либо любые другие переменные в зависимости от рассматриваемой электромеханической или электрической системы и объекта управления в её составе.

3. Выбрать порядок регулятора исходя из структуры объекта управления, и, в частности, порядок эталонной модели, зависящий от относительного порядка передаточной функции, который рассчитывается как разность порядков полинома знаменателя и полинома числителя в передаточной функции. Так, например, передаточные функции ПИ- и ПИД-регуляторов, приведенные к виду, используемому в методе разделения движений, принимают вид в соответствии с выражениями (2.8) и (2.43).

4. Выделить характеристический полином $A(s)$, как знаменатель передаточной функции замкнутой системы и провести анализ его корней, выделив подсистемы быстрых и медленных движений как показано ниже.

5. Выделить полином подсистемы медленных движений из характеристического полинома, при допущении о том, что быстрые процессы завершились, т.е. при $\mu \rightarrow 0$.

6. Выделить полином подсистемы быстрых движений из характеристического полинома при $\mu \rightarrow 0$, после выполнения замены оператора $s = p/\mu$, т.е. с помощью выражения в следующем виде:

$$\lim_{\mu \rightarrow 0} \left(A \left(\frac{p}{\mu} \right) \cdot \mu^n \right),$$

где n – значение, выбранное таким образом, чтобы после домножения на μ^n , полином A стал нормированным (старший коэффициент стал равным единице). Тогда характеристический полином ПБД будет получен из результирующего выражения после домножения на p^{-n} и выполнения обратной замены $p \rightarrow \mu s$.

7. Выбрать постоянную времени подсистемы медленных движений T исходя из требования на желаемое время переходных процессов по выходной переменной ($T=t_{пп}/(3...4)$).

8. Рассчитать коэффициент усиления, исходя условий устойчивости полинома быстрых движений и параметров объекта управления.

9. Рассчитать постоянную времени подсистемы быстрых движений μ на основе требований на степень разделения движений и задания на величину ошибки регулирования в установившемся режиме. На практике рекомендуется выбирать степень разделения темпов движений с учетом параметров объекта управления, величины и частоты возмущающих воздействий, увеличивая ее в 20-30 раз для разделения процессов в ПБД и ПМД. При малой величине степени разделения движений η и малой величине μ проявляется взаимовлияние ПБД и ПМД, соотношения для времени переходного процесса и постоянной времени ПМД T размываются. Также величину μ можно рассчитать, рассмотрев передаточную функцию по ошибке регулирования для замкнутой системы как показано в выражениях (2.16)-(2.18).

Также необходимо отдельно отметить влияние постоянной времени ПБД μ на величину пульсаций для импульсных систем с ШИМ – её уменьшение позволяет снизить величину ошибки слежения, однако это приводит к существенному росту высокочастотных пульсаций в сигнале u_M , порождаемых работой ШИМ и коммутацией полупроводниковых ключей и передающихся по линиям обратной связи. На Рисунке 2.8 приведен фрагмент имитационного моделирования, проведенного для трехфазного ИН (Рисунок 2.4) с двухконтурной САУ, спроектированной в данном разделе, демонстрирующий относительные величины пульсаций в моделирующем сигнале.

Подробный обзор имитационных моделей и результатов моделирования представлен в Главе 4, однако в данном случае приведенные осциллограммы демонстрируют кратное увеличение пульсаций при моделировании с отличием только по величинам постоянной времени μ .

Наличие помех такой величины в модулирующем сигнале в свою очередь может стать причиной перехода ШИМ в режим насыщения (режим перемодуляции), что значительно ухудшает эффективность работы преобразователя. Аналогичным влиянием обладает и коэффициент усиления регулятора, и таким образом при проектировании системы управления возникает противоречие между требованием повышения точности САУ (стремления ошибки к нулю) и работоспособностью

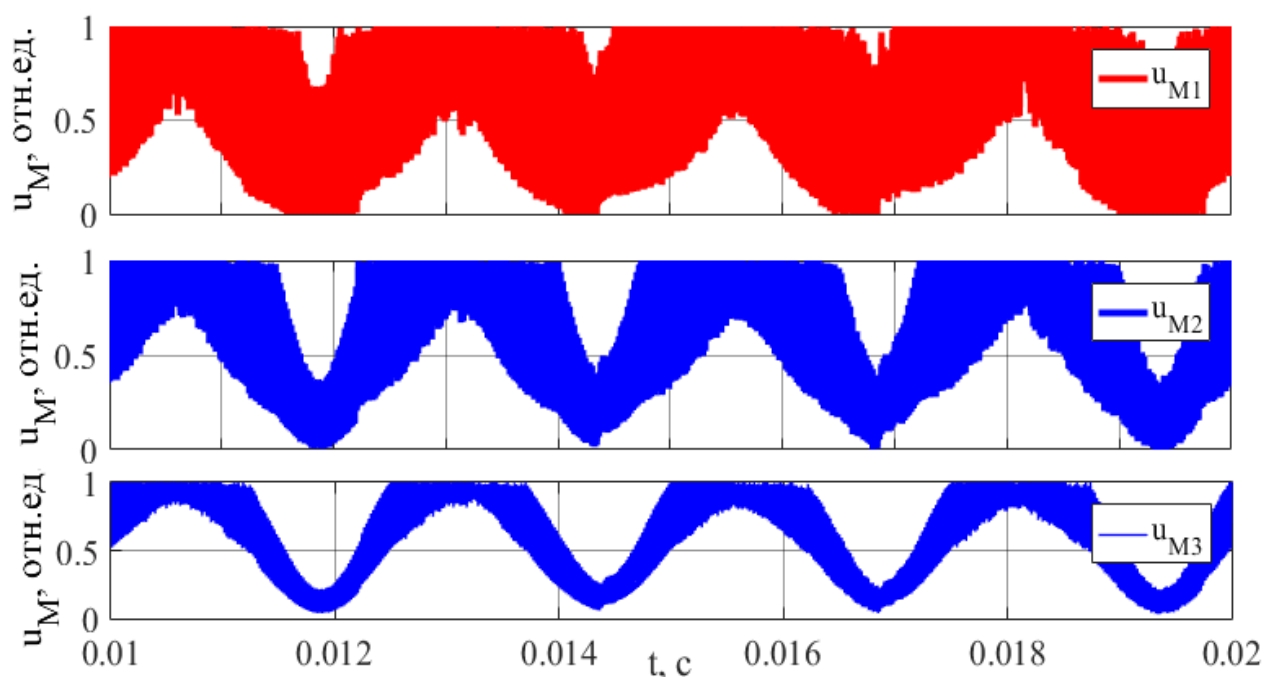


Рисунок 2.8—Модулирующие сигналы ШИМ при трех различных значениях постоянной времени ПБД μ_1 ; $\mu_2=2\mu_1$; $\mu_3=4\mu_1$

преобразователя с ШИМ. Один из способов решения данного вопроса в рамках задачи синтеза САУ подробнее представлен в следующем разделе.

Кроме того, изменение коэффициента усиления и постоянной времени μ регулятора с целью увеличения точности системы неизбежно ведет к потере устойчивости, и, следовательно, любые альтернативные методы повышения точности САУ представляют существенный интерес. Один из наиболее широко распространенных подходов к повышению точности заключается в применении резонансных регуляторов. Их внедрение применительно в рамках разработанной методики будет представлено в Главе 3.

2.3 Синтез ПИ-регуляторов с фильтрующими компонентами на основе метода разделения движений

Учитывая анализ, проведенный в разделе 1.4, можно сделать вывод, что для фильтрации электромагнитных помех в силовых преобразователях и системах управления рассматривается множество различных подходов, основанных как на аппаратных и схемотехнических решениях, так и с привлечением программных и алгоритмических средств. При этом необходимо отметить, что в случае рассмотрения силовых преобразователей, и, в частности, инверторов напряжения, одними из наиболее характерных типов помех являются высокочастотные pulsa-

ции, возникающие при коммутации силовых полупроводниковых ключей в составе преобразователя при управлении с помощью широтно-импульсной модуляции. Одним из наиболее явных негативных эффектов является возможный переход ШИМ в «режим насыщения». Как было показано в предыдущем разделе, при синтезе системы автоматического управления улучшение точности генерации выходного параметра обеспечивается за счет повышения коэффициента усиления регулятора (а также, при синтезе на основе методики разделения движений, за счет уменьшения постоянной времени μ). Однако это приводит к увеличению амплитуды пульсаций, что, в свою очередь, может привести к выходу модулирующего сигнала ШИМ за допустимые границы по амплитуде (т.н. режим насыщения или режим перемодуляции) [90]. В данном режиме эффективность работы силового преобразователя значительно ухудшается, что проявляется в следующих факторах: 1) снижение амплитуды первой гармоники выходного напряжения; 2) увеличение доли высокочастотных гармоник в спектре выходного напряжения; 3) неравномерной загрузке и износе полупроводниковых ключей [91, 92]. Соответственно, при синтезе систем автоматического управления появляется необходимость в адаптации к подобным явлениям и учете влияния высокочастотных пульсаций на работу преобразователя. Необходимо отметить, что зачастую при синтезе систем автоматического управления вводится допущение о том, что модулирующий сигнал скалярной ШИМ идеализирован, амплитуда пульсаций пренебрежимо мала, и соответственно их влияние не учитывается [7, 119].

В данном разделе предлагается рассмотреть модификацию регулятора в системе автоматического управления с целью уменьшения амплитуды высокочастотных пульсаций в неидеализированном канале ШИМ (дифференциальных помех при коммутации ключей). Для этого предлагается повысить динамический порядок используемого регулятора и провести его синтез на основе метода разделения движений. Подавление высокочастотных составляющих в сигнале ШИМ достигается путем модификации только структуры регулятора, без введения фильтров в цепи обратной связи, с возможностью реализации различной степени подавления высокочастотных пульсаций.

В качестве объекта управления рассматривается трехфазный инвертор напряжения с нулевой точкой (Рисунок 2.4), математическая модель которого представлена в виде (2.21). В качестве системы автоматического управления за основу будет также взята двухконтурная САУ с контурами регулирования по выходному току инвертора и напряжению нагрузки, представленная в разделе 2.2 (Рису-

нок 2.6). Однако вместо стандартного ПИ-регулятора в контуре тока, передаточная функция которого соответствует выражению (2.25), используется следующая структура:

$$W_{PIF1}(s) = k_1 \frac{s + T_1^{-1}}{\mu_1^2 s^2 + 2\mu_1 s}. \quad (2.52)$$

Тогда для внутреннего контура передаточная функция замкнутой системы (2.29) будет представлена следующим образом:

$$\begin{aligned} W_{1\Phi}(s) &= \frac{W_I(s) \cdot W_{PIF1}(s)}{1 + W_I(s) \cdot W_{PIF1}(s)} = \\ &= \frac{\frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}} \frac{1}{L_{\Phi}} \left(s^2 + \frac{1}{RC_{\Phi}} s + \frac{1}{C_{\Phi}} \cdot \frac{1}{L} \right) (s + T_1^{-1})}{A_{1\Phi}(s, \mu_1)}, \end{aligned} \quad (2.53)$$

где $A_{1\Phi}(s, \mu_1)$ – характеристический полином замкнутой системы:

$$\begin{aligned} A_{1\Phi}(s, \mu_1) &= \mu_1^2 s^5 + \left(\frac{1}{RC_{\Phi}} \mu_1^2 + 2\mu_1 \right) s^4 + \\ &+ \left(\frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}} k_1 + \frac{2}{RC_{\Phi}} \mu_1 + \frac{1}{L_{\Phi} L_H} \mu_1^2 + \frac{1}{C_{\Phi} L_H} \mu_1^2 \right) s^3 + \\ &+ \left(\frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}} k_1 T_1^{-1} + \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi} RC_{\Phi}} k_1 + \frac{2}{L_{\Phi} L_H} \mu_1 + \frac{2}{C_{\Phi} L_H} \mu_1 \right) s^2 + \\ &+ \left(\frac{U_{DC}}{2L_{\Phi} RC_{\Phi}} k_1 T_1^{-1} + \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi} C_{\Phi} L_H} k_1 \right) s + \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi} C_{\Phi} L_H} k_1 T_1^{-1}. \end{aligned} \quad (2.54)$$

Аналогично анализу, проведенному выше, на основе характеристического полинома (2.54) можно выделить полиномы описывающие процессы в подсистемах быстрых и медленных движений следующим образом:

$$A_{1\Phi(\text{ПМД})}(s) = \lim_{\mu_1 \rightarrow 0} A_{1\Phi}(s, \mu_1) = \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}} k_1 \left(s^2 + \frac{1}{RC_{\Phi}} s + \frac{1}{C_{\Phi} L_H} \right) (s + T_1^{-1}), \quad (2.55)$$

$$\lim_{\mu_1 \rightarrow 0} \left(A_{1\Phi} \left(\frac{p}{\mu_1} \right) \cdot \mu_1^3 \right) = p^3 \left(p^2 + 2p + \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}} k_1 \right),$$

$$A_{1\Phi(\text{ПБД})}(s) = \mu_1^2 s^2 + 2\mu_1 s + \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}} k_1. \quad (2.56)$$

Таким образом, устойчивость в подсистеме медленных движений может быть обеспечена при соблюдении постоянной времени ПМД больше нуля $T_1 > 0$. При расчете постоянная времени T_1 выбирается из требований на время переходных процессов в контуре тока. Анализируя выражение (2.56) для полинома ПБД можно

заметить, что при постоянной времени ПБД $\mu_1 > 0$ устойчивость быстрых процессов будет обеспечиваться при $(U_{DC}/2 \cdot L_\Phi) \cdot k_1 > 0$. Постоянная времени μ_1 выбирается полностью аналогично выражению (2.35), при задании степени разделения $\eta \geq 10$. Таким образом, можно отметить что, несмотря на изменение структуры регулятора, расчетные соотношения для его коэффициентов k_1 , η , T_1 , μ_1 остались теми же, которые были получены в разделе 2.2, при синтезе САУ с типовым ПИ-регулятором.

Для получения сравнительной оценки степени подавления высокочастотных пульсаций в канале ШИМ при использовании разных структур регуляторов можно провести сравнительный анализ амплитудно-частотных характеристик регуляторов. Так при сравнении ПИ-регулятора с предложенным фильтром и стандартного ПИ-регулятора с одинаковыми численными значениями их параметров, коэффициент ослабления амплитуды пульсаций на частоте опорного сигнала ШИМ ω_S может быть представлен следующим образом:

$$k_A(\omega_S) = \left| \frac{W_{PIF1}(j\omega_S)}{W_{PI1}(j\omega_S)} \right| = \frac{1}{\sqrt{4 + (\mu_1 \omega_S)^2}}. \quad (2.57)$$

Если же рассмотреть структуру ПИ регулятора с фильтром 2-го порядка следующего вида:

$$W_{PIF2}(s) = k_1 \frac{s + T_1^{-1}}{\mu_1^3 s^3 + 3\mu_1^2 s^2 + 3\mu_1 s}, \quad (2.58)$$

то аналогичное выражение для коэффициента ослабления $k_A(\omega_S)$ может быть записано как:

$$k_A(\omega_S) = \frac{1}{\sqrt{[3 - (\mu_1 \omega_S)^2]^2 + [3\mu_1 \omega_S]^2}}. \quad (2.59)$$

Анализ данного коэффициента применительно к конкретной задаче позволит выбрать порядок фильтра в модифицированном ПИ регуляторе.

Таким образом, в данном разделе рассмотрен метод снижения высокочастотных помех ШИМ, осуществляемый лишь с помощью модификации структуры регулятора в системе автоматического управления без корректировки расчетных выражений для параметров регулятора.

2.4 Сравнительный анализ с методиками настройки на технический и симметричный оптимумы

Как было представлено в Главе 1, методы синтеза с настройкой на модульный (технический) и симметричный оптимумы являются частными случаями частотного метода и обеспечивают достаточно простой практический подход к расчету регуляторов со строго определенными величинами перерегулирования и соотношениями для времени переходного процесса. Среди недостатков данных методик синтеза можно выделить неоптимальную настройку по длительности переходного процесса, величине перерегулирования и требование к ограничению порядка синтезируемой САУ, т.к. предполагается что синтезируемая система управления с обратной связью будет иметь передаточную функцию не выше второго порядка при использовании модульного оптимума (МО) и не выше третьего порядка для симметричного оптимума (СО) [6]. В связи с этим наиболее широкое применение данные методики находят в области проектирования систем регулирования для электропривода [6, 83, 84], где данные недостатки не проявляются в связи с низким порядком передаточных функций объектов управления (зачастую представляющими собой апериодические звенья первого или второго порядков) или, в некоторых случаях, не слишком жесткими требованиями к работе замкнутого контура по быстродействию и перерегулированию.

Для проведения сравнительной оценки эффективности предложенной в данной работе методики в этом разделе предлагается провести синтез двух альтернативных вариантов для регулятора во внешнем контуре двухконтурной САУ 3Ф-ИН (Рисунок 2.6), согласно методам настройки на симметричный и модульный оптимумы, заменив регулятор ПИ2.

При настройке на МО предполагается, что передаточная функция разомкнутого контура регулирования должна принимать следующий вид:

$$W_{MO}(s) = \frac{1}{aT_{MO}s \cdot (T_{MO}s + 1)}, \quad (2.60)$$

где a – коэффициент демпфирования (коэффициент оптимизации), зачастую принимаемый равным 2; T_{MO} – постоянная времени модульного оптимума, жестко связанная с временем переходного процесса для результирующей замкнутой системы ($t_{ПП}=4.1 \cdot T_{MO}$). Тогда передаточную функцию корректирующего звена (регулятора) в разомкнутой системе можно найти с помощью передаточной функции

объекта управления (2.36) и выражения (2.60) следующим образом:

$$W_{\text{per(MO)}}(s) = W_U(s)^{-1} \cdot W_{\text{MO}}(s) =$$

$$= \frac{s^2 + \frac{1}{RC_\Phi} s + \frac{1}{C_\Phi L_H}}{a \frac{1}{C_\Phi} T_{\text{MO}}^2 \cdot s^3 + a \frac{1}{C_\Phi} T_{\text{MO}} \cdot s^2}. \quad (2.61)$$

При настройке на СО передаточная функция разомкнутого контура регулирования должна принимать следующий вид:

$$W_{\text{CO}}(s) = \frac{a^2 \cdot T_{\text{CO}} s + 1}{a^3 \cdot T_{\text{CO}}^2 s^2 \cdot (T_{\text{CO}} s + 1)}, \quad (2.62)$$

где T_{CO} – постоянная времени симметричного оптимума, жестко связанная с временем переходного процесса для результирующей замкнутой системы ($t_{\text{ПП}} = 14.7 \cdot T_{\text{CO}}$). Передаточную функцию регулятора в разомкнутой системе можно найти аналогично выражению (2.61), как представлено ниже:

$$W_{\text{per(CO)}}(s) = W_U(s)^{-1} \cdot W_{\text{CO}}(s) =$$

$$= \frac{a^2 T_{\text{CO}}^2 s^3 + a^2 \frac{1}{RC_\Phi} T_{\text{CO}} s^2 + s^2 + a^2 \frac{1}{C_\Phi L_H} T_{\text{CO}} s + \frac{1}{RC_\Phi} s + \frac{1}{C_\Phi L_H}}{a^3 \frac{1}{C_\Phi} T_{\text{CO}}^3 \cdot s^4 + a^3 \frac{1}{C_\Phi} T_{\text{CO}}^2 \cdot s^3}. \quad (2.63)$$

Также необходимо отметить, что при использовании оптимизации по симметричному оптимуму перерегулирование при переходном процессе достигает 43%. Для устранения такого недостатка иногда используется включение на входе замкнутого контура фильтра со следующей передаточной функцией:

$$W_{\text{CO}(\Phi)}(s) = \frac{1}{4 \cdot T_{\text{CO}} s + 1}. \quad (2.64)$$

Таким образом, полученные согласно настройке на МО и СО регуляторы для рассматриваемого объекта управления во внешнем контуре САУ 3Ф-ИН имеют третий и четвертый порядок соответственно, что ведет к значительному усложнению практической реализации таких регуляторов по сравнению с ПИ-регуляторами синтезированными выше согласно МРД. При этом можно отметить, что синтез регуляторов подобными методами для внутреннего контура двухконтурной САУ 3Ф-ИН также приведет к передаточным функциям регуляторов высокого порядка. Сравнение эффективности синтезированных регуляторов с помощью имитационного моделирования будет приведено в Главе 4.

Выводы по главе 2

В данной главе получены следующие основные результаты:

1. Рассмотрены математические модели для однофазного и трехфазного инверторов напряжения с активно-индуктивной нагрузкой.
2. Разработана методика синтеза одноконтурной системы автоматического управления для однофазного инвертора напряжения на базе методики разделения движений, которая позволяет обеспечить заданную величину ошибки регулирования в установившемся режиме и требуемое время переходного процесса при изменении параметров нагрузки.
3. Разработана методика синтеза двухконтурной системы автоматического управления для 3Ф-инвертора напряжения с нулевым проводом на базе методики разделения движений, которая также позволяет обеспечить требуемое время переходного процесса в условиях существенного изменения параметров нагрузки.
4. Разработана обобщенная процедура реализации методики синтеза САУ для силовых преобразователей на основе формирования разнотемповых процессов в замкнутой системе.
5. Разработана методика уменьшения высокочастотных пульсаций ШИМ только за счет изменения структуры регулятора в системе автоматического управления. Аналитически показано, что при использовании предлагаемой модифицированной структуры регулятора, расчетные соотношения коэффициентов регулятора не изменились в сравнении с исходной системой без введения фильтрации.
6. Представлена процедура синтеза модифицированного регулятора согласно разработанной методике, с фильтрацией высокочастотных пульсаций во внутреннем токовом контуре двухконтурной САУ для трехфазного инвертора напряжения.
7. Для сравнительной оценки эффективности представлена процедура синтеза регулятора согласно методикам настройки на симметричный и модульный оптимумы, отмечен повышенный порядок полученных регуляторов.

Глава 3 Разработка методики синтеза резонансных регуляторов на основе метода разделения движений

В предыдущей главе была разработана методика синтеза САУ для инвертора напряжения на основе разделения темпов быстрых и медленных процессов в каждом из рассмотренных контуров регулирования. В данной главе предлагается модификация описанной методики с использованием резонансных регуляторов для повышения точности генерирования выходного переменного напряжения инвертора.

3.1 Анализ различных подходов к введению резонансных составляющих в системы управления

В основе применения резонансных регуляторов лежит идея включения в структуру регулятора модели возмущающего воздействия, впервые рассмотренная в работах [120—123], данный подход в настоящее время также известен под названием принципа внутренней модели [124, 125]. При этом обеспечивается свойство селективной инвариантности регулируемых величин в системе управления по отношению к заданному виду возмущающих воздействий. Вопросы синтеза регуляторов для подавления гармонических возмущений на основе данного подхода рассматриваются также в работах [126—129].

Известно, что использование резонансных регуляторов в системах управления силовых преобразователей позволяет значительно улучшить спектральный состав и точность регулирования выходных величин преобразователей за счет селективного подавления паразитных высших гармоник и отслеживания частоты основной несущей гармоники [2, 7, 14, 74]. Соответственно, в настоящее время вопрос внедрения резонансных регуляторов в системы автоматического управления с использованием различных подходов достаточно широко исследуется в современной силовой электронике. Так, например, в работах [8—10] за счет применения резонансных регуляторов рассматривается возможность подавления пульсаций напряжения в звене постоянного тока, в составе так называемых микросетей (микрогридов) постоянного тока, возникающих за счет нелинейных нагрузок преобразователя. Кроме того, резонансные регуляторы находят широкое применение в системах электропривода, например, для синхронных электродвигателей с постоянными магнитами, что позволяет компенсировать пульсации крутящего момента и гармоник магнитного потока [12, 13, 130, 131]. Также Р-регуляторы

могут использоваться в системах, работающих с постоянной частотой выходного напряжения, например, в устройствах, соединяющих возобновляемые источники энергии с электросетью [132, 133]. Одним из наиболее распространенных вариантов является включение некоторого числа резонансных компонент в параллель с хорошо известными ПИ- или П-регуляторами, при этом передаточные функции таких регулирующих звеньев можно представить в следующей форме:

$$W_{PIR}(s) = k_P + \frac{k_I}{s} + \sum_{n=1}^m \frac{k_{PE3(n)}s}{s^2 + \omega_{(n)}^2},$$

$$W_{PR}(s) = k_P + \sum_{n=1}^m \frac{k_{PE3(n)}s}{s^2 + \omega_{(n)}^2},$$

где под $k_{рез}$ понимается коэффициент усиления резонансной составляющей регулятора, а под ω_n – некоторая рассматриваемая резонансная частота.

Необходимо отметить, что добавление резонансных составляющих повышает динамический порядок замкнутой системы, что ведет к усложнению процедур расчета параметров регуляторов. С точки зрения синтеза систем управления и расчета параметров таких регуляторов предлагаются различные методики, как например, основанные на анализе частотных характеристики [134], рассмотрении метода Циглера-Николса [135], анализе диаграмм Боде для оценки запаса устойчивости по фазе и амплитуде [11, 136—138]. Все перечисленные методы требуют взаимозависимого расчета всех составляющих регуляторов. Рассмотренный ниже подход к синтезу резонансных регуляторов на основе применения метода разделения движений демонстрирует возможность расчёта параметров пропорциональной и интегральной составляющих независимо от параметров резонансных составляющих регулятора, что упрощает процедуру расчета.

3.2 Синтез резонансных ПИ-регуляторов на основе метода разделения движений

В рамках данного раздела предлагается провести синтез САУ с ПИ-регулятором с последовательным включением резонансной составляющей. В общем виде при введении нескольких резонансных компонент передаточная функ-

ция ПИ-регулятора принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} W_{PIR}(s) &= \left(k_P + \frac{k_I}{s}\right) \prod_{n=1}^N \left(1 + \frac{k_{PE3(n)}s}{s^2 + \omega_n^2}\right) = \\ &= k \frac{s + T^{-1}}{\mu s} \prod_{n=1}^N \left(1 + \frac{k_{PE3(n)}s}{s^2 + \omega_n^2}\right). \end{aligned} \quad (3.1)$$

Одним из основных преимуществ предлагаемой структуры, с учетом использования метода разделения движений, является возможность независимого расчета резонансных составляющих. Их включение в структуру регулятора возможно в требуемом для конкретного объекта управления количестве. В качестве примера рассматривается модификация ПИ-регулятора во внешнем контуре системы автоматического управления для трехфазного инвертора напряжения, приведенной в разделе 2.2 (Рисунок 2.4). Предлагается включение одной резонансной компоненты, по первой гармонике выходного напряжения с частотой ω_1 , в таком случае передаточная функция (3.1) регулятора для внешнего контура (2.26) примет следующий вид:

$$W_{PIR2}(s) = k_2 \frac{s + T_2^{-1}}{\mu_2 s} \left(1 + \frac{k_{PE3}s}{s^2 + \omega_1^2}\right). \quad (3.2)$$

Соответственно, с учетом известной передаточной функции для объекта управления (2.36), для замкнутого контура будут справедливы следующие выражения для передаточной функции замкнутой системы и характеристического полинома:

$$\begin{aligned} W_{2R}(s) &= \frac{W_U(s) \cdot W_{PIR2}(s)}{1 + W_U(s) \cdot W_{PIR2}(s)} = \frac{k_2 \frac{1}{C_\Phi} (s + T_2^{-1})(s^2 + k_{PE3}s + \omega_1^2)}{A_{2R}(s, \mu_2)}, \\ A_{2R}(s, \mu_2) &= \mu_2 s^4 + \left(k_2 \frac{U_{DC}}{2L_\Phi} + \frac{\mu_2}{RC_\Phi}\right) s^3 + \\ &+ \left(\frac{k_2 k_{PE3}}{C_\Phi} + \frac{k_2}{C_\Phi} T_2^{-1} + \frac{\mu_2}{C_\Phi L_H} + \mu_2 \omega_1^2\right) s^2 + \\ &+ \left(\frac{\omega_1^2 \mu_2}{RC_\Phi} + \frac{k_2}{C_\Phi} \omega_1^2 + \frac{k_2 k_{PE3}}{C_\Phi} T_2^{-1}\right) s + \frac{k_2}{C_\Phi} \omega_1^2 T_2^{-1} + \frac{\mu_2}{C_\Phi L_H} \omega_1^2. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Для анализа устойчивости внешнего контура с резонансной составляющей аналогичным образом необходимо рассмотреть характеристические полиномы подсистем быстрых и медленных движений. Как видно из выражения (3.3), характеристический полином замкнутой системы $A_3(s)$ имеет четвертый порядок, и

процесс выделения полиномов ПБД и ПМД, проведенный аналогично процедурам из раздела 2.2, приведет к следующему результату:

$$A_{2R(\text{ПМД})}(s) = \lim_{\mu_2 \rightarrow 0} A_{2R}(s, \mu_2) = \frac{k_2}{C_\Phi} (s + T_2^{-1})(s^2 + k_{\text{РЕЗ}}s + \omega_1^2), \quad (3.4)$$

$$\lim_{\mu_2 \rightarrow 0} \left(A_{2R} \left(\frac{p}{\mu_2} \right) \cdot \mu_2^3 \right) = p^3 \left(p + \frac{k_2}{C_\Phi} \right),$$

$$A_{2R(\text{ПБД})}(s) = \mu_2 s + \frac{k_2}{C_\Phi}. \quad (3.5)$$

Можно заметить, что полином (3.5) для системы управления с резонансным регулятором идентичен полиному (2.40) для системы без резонансных составляющих, и, соответственно, для обеспечения устойчивости полинома (3.5), аналогичным образом коэффициент усиления регулятора можно выбрать как $k_2 = C_\Phi$. Кроме того, можно сделать вывод, что резонансная составляющая не влияет на поведение быстрых процессов, а в характеристическом полиноме ПМД (3.4) данная составляющая представлена в виде отдельного множителя. Следовательно, для рассмотренной структуры возможен расчет резонансных компонент, независимый от других параметров регулятора (т.е. расчет постоянных времени также остается без изменений и соответствует выражениям (2.41)-(2.42)). Для сохранения устойчивости процессов в ПМД (3.4), с учетом выполнения условия $T_2 > 0$, коэффициент усиления резонансной составляющей должен принимать положительное значение, и может быть рассчитан следующим образом:

$$k_{\text{РЕЗ}} = 2 \cdot d \cdot \omega_1, \quad (3.6)$$

где в качестве d обозначен коэффициент демпфирования, который в целях сохранения устойчивости также должен выбираться из условия $d > 0$.

Также для внешнего контура синтезированной САУ по аналогии с тем, как это было сделано ранее для одноконтурной САУ в разделе 2.1, можно рассмотреть передаточную функцию по ошибке регулирования для замкнутой системы с единичной обратной связью, как отношения изображений сигнала ошибки e_2 и сигнала задания $u_{C(\text{ref})}$:

$$W_{eu}(s) = \frac{1}{1 + W_U(s) \cdot W_{PIR2}(s)} =$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{1 + \left(\frac{\frac{1}{C_\Phi} s}{s^2 + \frac{1}{RC_\Phi} s + \frac{1}{C_\Phi L_H}} \right) \cdot k_2 \frac{s + T_2^{-1}}{\mu_2 s} \left(1 + \frac{k_{PE3} s}{s^2 + \omega_1^2} \right)} = \\
&= \frac{T_2 \mu_2 (s^2 + \omega_1^2) (C_\Phi L_H R s^2 + L_H s + R)}{T_2 \mu_2 (s^2 + \omega_1^2) (C_\Phi L_H R s^2 + L_H s + R) + L_H R k_2 (T_2 s + 1) (s^2 + k_{PE3} s + \omega_1^2)}. \quad (3.7)
\end{aligned}$$

При переходе в частотную область передаточная функция (3.7) принимает следующий вид, как показано ниже:

$$\begin{aligned}
W_{eu}(j\omega) = & \frac{T_2 \mu_2 (\omega_1^2 - \omega^2) (R - C_\Phi L_H R \omega^2 + j L_H \omega)}{T_2 \mu_2 (\omega_1^2 - \omega^2) (R - C_\Phi L_H R \omega^2 + j L_H \omega) - \dots} \\
& \dots \\
& \dots - L_H R k_2 (j T_2 \omega + 1) (\omega_1^2 - \omega^2 + j k_{PE3} \omega). \quad (3.8)
\end{aligned}$$

Исходя из выражения (3.8) очевидно, что наличие множителя $(\omega_1^2 - \omega^2)$ в числителе и в одном из двух слагаемых в знаменателе передаточной функции по ошибке регулирования (3.8) приведет к тому, что на резонансной частоте значение амплитудно-частотной функции устремляется в ноль:

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_1} A_{eu}(\omega) = 0, \quad (3.9)$$

т.е. при рассмотрении предложенной структуры регулятора с резонансной составляющей (3.2) величина относительной ошибки регулирования на резонансной частоте стремится к нулю (3.9), что и приводит к существенному увеличению точности системы управления на заданной частоте.

3.3 Синтез резонансных ПИД-регуляторов на основе метода разделения движений

По тому же принципу, который был рассмотрен для ПИ-регулятора выше, возможна модификация ПИД-регулятора. В качестве примера рассматривается последовательное добавление резонансной составляющей по первой гармонике выходного напряжения для ПИД-регулятора (2.43) в одноконтурной САУ трехфазного ИН, представленной на Рисунке 2.7:

$$W_{PID_{PE3}}(s) = k_3 \frac{s^2 + 2 \cdot T_3^{-1} s + T_3^{-2}}{\mu_3^2 s^2 + 2 \mu_3 s} \left(1 + \frac{k_{PE3} s}{s^2 + \omega_1^2} \right). \quad (3.10)$$

Тогда, с учетом передаточной функции для объекта управления (2.44) и ПИД-резонансного регулятора (3.10), выражения для передаточной функции замкнутой системы и характеристического полинома принимают следующий вид:

$$W_{3R}(s) = \frac{W_{U2}(s) \cdot W_{PID_{PE3}}(s)}{1 + W_{U2}(s) \cdot W_{PID_{PE3}}(s)} =$$

$$= \frac{k_3 \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} (s^2 + 2T_3^{-1}s + T_3^{-2}) (s^2 + k_{PE3}s + \omega_1^2)}{A_{3R}(s, \mu_2)}, \quad (3.11)$$

$$A_{3R}(s, \mu_3) = \mu_3 s^6 + \left(\frac{\mu_3^2}{RC_{\Phi}} + 2\mu_3 \right) s^5 +$$

$$+ \left(\frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} k_3 + \omega_1^2 \mu_3^2 + \frac{\mu_3^2}{L_H C_{\Phi}} + \frac{\mu_3^2}{L_{\Phi} C_{\Phi}} + \frac{2\mu_3}{RC_{\Phi}} \right) s^4 +$$

$$+ \left(\frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} k_3 k_{PE3} + \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} k_{PE3} T_3^{-1} + 2\mu_3 \omega_1^2 + \frac{2\mu_3}{L_H C_{\Phi}} + \frac{2\mu_3}{L_{\Phi} C_{\Phi}} + \frac{\omega_1^2 \mu_3^2}{RC_{\Phi}} \right) s^3 +$$

$$+ \left(\frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} k_{PE3} \omega_1^2 + \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} k_{PE3} T_3^{-2} + \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} k_3 k_{PE3} T_3^{-1} \right) s^2 +$$

$$+ \left(\frac{\omega_1^2 \mu_3^2}{L_H C_{\Phi}} + \frac{\omega_1^2 \mu_3^2}{L_{\Phi} C_{\Phi}} + \frac{2\mu_3 \omega_1^2}{RC_{\Phi}} \right) s + \left(\frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} k_3 \omega_1^2 T_3^{-2} \right) s +$$

$$+ \left(\frac{2\mu_3 \omega_1^2}{L_H C_{\Phi}} + \frac{2\mu_3 \omega_1^2}{L_{\Phi} C_{\Phi}} \right) s + \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} k_3 \omega_1^2 T_3^{-2}. \quad (3.12)$$

Исходя из выражений (3.11)-(3.12) можно выделить характеристические полиномы подсистем быстрых и медленных движений, согласно методике описанной в разделе 2.2 что приведет к следующему результату:

$$A_{3R(ПМД)}(s) = \lim_{\mu_2 \rightarrow 0} A_{3R}(s, \mu_3) = k_3 \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} (s^2 + 2T_3^{-1}s + T_3^{-2}) (s^2 + k_{PE3}s + \omega_1^2), \quad (3.13)$$

$$\lim_{\mu_3 \rightarrow 0} \left(A_{3R} \left(\frac{p}{\mu_3} \right) \cdot \mu_3^4 \right) = T_3^2 p^4 \left(p^2 + 2p + k_3 \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} \right),$$

$$A_{3R(ПБД)}(s) = T_3^2 \left(\mu_3^2 s^2 + 2\mu_3 s + k_3 \frac{U_{DC}}{2L_{\Phi}C_{\Phi}} \right). \quad (3.14)$$

Анализируя полученные выражения можно отметить, что полином ПБД (3.14) для системы управления с ПИД-резонансным регулятором идентичен полиному (2.48) для системы без резонансных составляющих. Следовательно, выражения для расчета коэффициента усиления регулятора (2.51) и для постоянных времени (2.49)-(2.50) может быть оставлено без изменений. При этом также как

для ПИ-резонансного регулятора, представленного выше, резонансная составляющая оказывает влияние только на медленные процессы и представлена в составе полинома (3.13) в виде отдельного множителя. Также необходимо отметить, что для сохранения устойчивости процессов в ПМД (3.13), при выполнении условия $T_3 > 0$, коэффициент усиления резонансной составляющей должен принимать положительное значение и может быть рассчитан согласно выражению (3.6).

При рассмотрении передаточной функции по ошибке регулирования для замкнутой системы с ПИД-резонансным регулятором получаемые результаты аналогичны анализу проведенному для ПИ-резонансного регулятора:

$$W_{eu2}(s) = \frac{1}{1 + W_{U2}(s) \cdot W_{PID_{PE3}}(s)} =$$

$$= \frac{2T_3^2 (\mu_3^2 s^2 + 2\mu_3 s) (s^2 + \omega_1^2) (RC_\Phi L_\Phi L_H s^2 + L_\Phi L_H s + L_\Phi R + L_H R)}{2T_3^2 (\mu_3^2 s^2 + 2\mu_3 s) (s^2 + \omega_1^2) (RC_\Phi L_\Phi L_H s^2 + L_\Phi L_H s + L_\Phi R + L_H R) + \dots}$$

$$\dots$$

$$\dots + RL_H U_{DC} k_3 (s^2 + 2 \cdot T_3^{-1} s + T_3^{-2}) (s^2 + k_{PE3} s + \omega_1^2).$$
(3.15)

При переходе в частотную область множители $(s^2 + \omega_1^2)$ в числителе и в одном из слагаемых знаменателя передаточной функции (3.15) примут вид $(\omega_1^2 - \omega^2)$, и, следовательно, на резонансной частоте значение амплитудно-частотной функции в таком случае также устремляется в ноль:

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_1} A_{eu3}(\omega) = 0, \quad (3.16)$$

т.е. при рассмотрении предложенной структуры ПИД-регулятора с резонансной составляющей в величина относительной ошибки регулирования на резонансной частоте также стремится к нулю.

Выводы по главе 3

В данной главе получены следующие основные результаты:

1. Проведен анализ текущего состояния вопроса применения резонансных регуляторов в силовой электронике и наиболее распространенных подходов к их расчету и внедрению в системы автоматического управления.

2. Разработана методика синтеза двух- и одноконтурной САУ для 3Ф-инвертора напряжения с внедрением резонансных составляющих в контур управления по напряжению, которая позволяет существенно повысить точность систе-

мы только за счет модификации структуры регулятора, без изменения методики синтеза, разработанной в Главе 2.

3. Аналитически показано, что при использовании предложенной структуры регулятора в рамках разработанной методики расчет резонансных составляющих возможен независимо от пропорционально-интегральных и дифференциальных компонент регулятора.

Глава 4 Имитационное моделирование систем автоматического управления инверторами

4.1 Описание имитационных моделей

Имитационное моделирование предназначено для проведения численного эксперимента с целью проверки аналитических выражений, полученных в предыдущих главах. Разработка имитационных моделей осуществлена с использованием пакетов прикладных программ PowerSIM и Matlab-Simulink [139], для однофазной и трехфазной топологий инвертора напряжения с различными типами нагрузок при работе в статическом и динамических режимах. При создании моделей, для обеспечения их соответствия реальным устройствам, учитываются следующие характерные особенности:

- КПД силового преобразователя составляет не более 0.98;
- В силовых цепях учитывается влияние паразитных пассивных элементов;
- Для корректной имитации работы силовых полупроводниковых ключей вводится «мертвое время» – временные задержки при переключении верхних и нижних ключей в стойках, необходимые для предотвращения короткого замыкания в фазах преобразователя (обозначенные как td).

На Рисунке 4.1 приведена имитационная модель для однофазного мостового инвертора с последовательной RL -нагрузкой, на Рисунке 4.2 – используемая для его управления одноконтурная система автоматического управления с блоком ШИМ. Описание блоков, используемых в составе модели приведено в абзаце ниже.

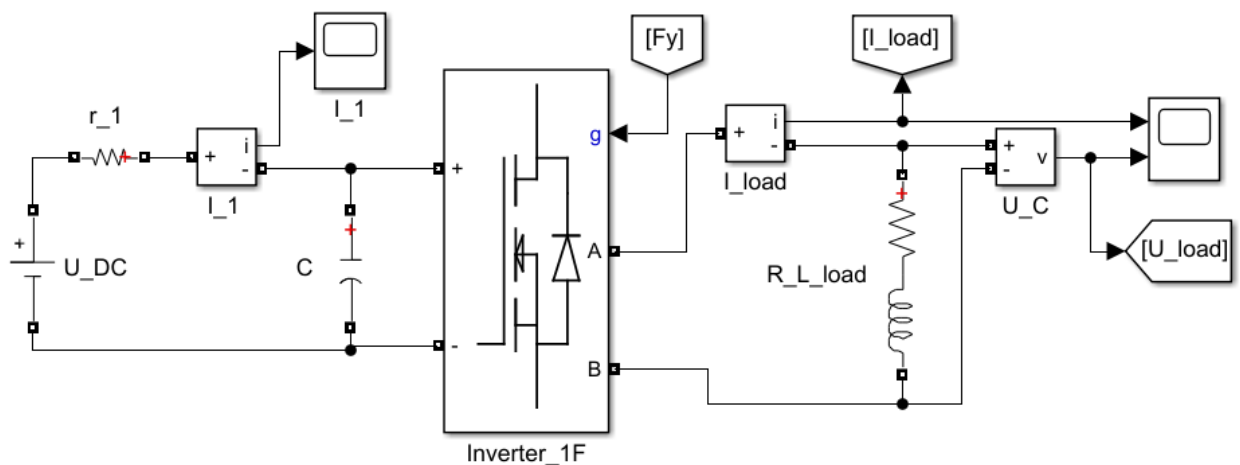


Рисунок 4.1—Имитационная модель силовой части 1Ф-ИН

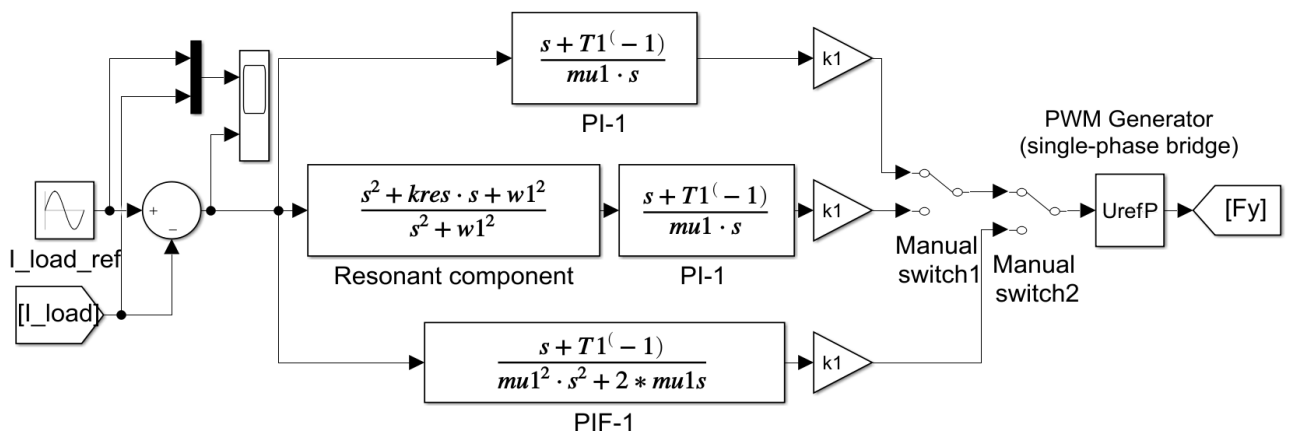


Рисунок 4.2—Имитационная модель САУ для 1Ф-ИН

На Рисунке 4.1 для реализации силовой части, соответствующей схеме на Рисунке 2.1, используется блок «Inverter_1F», имитирующий работу однофазного силового моста, состоящего из двух стоек, с паразитными параметрами ключей, выбранными около 1 мкОм. В качестве питающего элемента в схеме используется источник «U_DC» с собственным сопротивлением r_1 , в качестве нагрузки инвертора – элемент «R_L_load», замещающий последовательное RL -соединение. Значения токов и напряжения в имитационной схеме снимаются с помощью блоков «I_1», «I_load», «U_C» и передаются в систему управления.

Импульсы управления для силовых ключей поступают на вход «g» блока «Inverter_1F» и генерируются на выходе системы автоматического управления, представленной на Рисунке 4.2, где сигнал задания на величину тока нагрузки «I_load_ref» сравнивается с сигналом обратной связи и поступает на один из регуляторов. В зависимости от состояния переключателей «Manual switch1» и «Manual switch2» перед запуском имитационной модели выбирается одна из трех совокупностей блоков, реализующих передаточные функции регуляторов, рассчитанных в Главах 2 и 3. Выходной сигнал с регуляторов поступает в качестве модулирующего сигнала u_M через переключатель на блок «PWM Generator (single-phase bridge)», имитирующий работу скалярной синусоидальной ШИМ и генерирующий прямоугольные импульсы управления для четырех ключей в стойках однофазного инвертора напряжения.

В рамках имитационного моделирования рассматривается однофазный инвертор, работающий в составе системы возбуждения трехкаскадного синхронного генератора авиационного применения, при работе системы в стартовом режиме с заданием на генерацию переменного тока синусоидальной формы для питания обмотки возбуждения. Численные параметры данной имитационной модели и пара-

метры регуляторов, рассчитанные в соответствии с соотношениями, полученными в Главах 2-3, представлены в Таблице 4.1.

Таблица 4.1—Параметры имитационной модели 1Ф-ИН

Параметр	Значение
<i>Силовая схема</i>	
Напряжение питания инвертора U_{DC} , В	270
Частота коммутации силовых ключей f_S , кГц	50
Индуктивность обмотки возбуждения L_H , мГн	4.65
Сопротивление обмотки возбуждения R_H , Ом	3.85
Входное сопротивление r_1 , Ом	0.00001
Требуемая амплитуда выходного тока I_H , А	5
Частота выходного тока I_H , Гц	1000
<i>Система автоматического управления</i>	
Постоянная времени ПБД μ	$2 \cdot 10^{-5}$
Постоянная времени ПМД T	$2 \cdot 10^{-4}$
Степень разделения движений η	10
Коэффициент усиления регулятора k	$1.72 \cdot 10^{-5}$
Коэффициент усиления резонансной составляющей $k_{рез}$	12566

На Рисунках 4.3-4.6 приведена имитационная модель для трехфазного мостового инвертора с симметричной параллельной RL -нагрузкой и Γ -образным LC -фильтром, предназначенная для проверки расчетных соотношений, полученных в Главах 2-4. В качестве силового преобразователя используется блок «ИН», имитирующий работу трехфазного моста, состоящего из шести биполярных транзисторов, с паразитными параметрами также заданными в области единиц-десятков мкОм. Прямоугольные импульсы управления для транзисторов в трех стойках инвертора подаются через вход «g», с задержкой включения/выключения равной 300 нс, введенной для имитации мертвого времени. Звено «node1» выполняет роль нулевого провода, соединяющего среднюю точку звена постоянного тока, LC -фильтра и нулевую точку нагрузки. Три пофазных блока «Лф. . . » и три пофазных блока «Сф. . . » выполняют роль Γ -образного LC -фильтра, три блока «Ф. . . » – паразитные параметры электрических линий. Блоки «Zn. . . » служат для отображения трехфазной нагрузки, с параллельным соединением активной и индуктивной составляющих. Токи и напряжения в схеме снимаются с помощью блоков «IL. . . », «Un. . . », имитирующих работу датчиков тока и напряжения в реальной схеме.

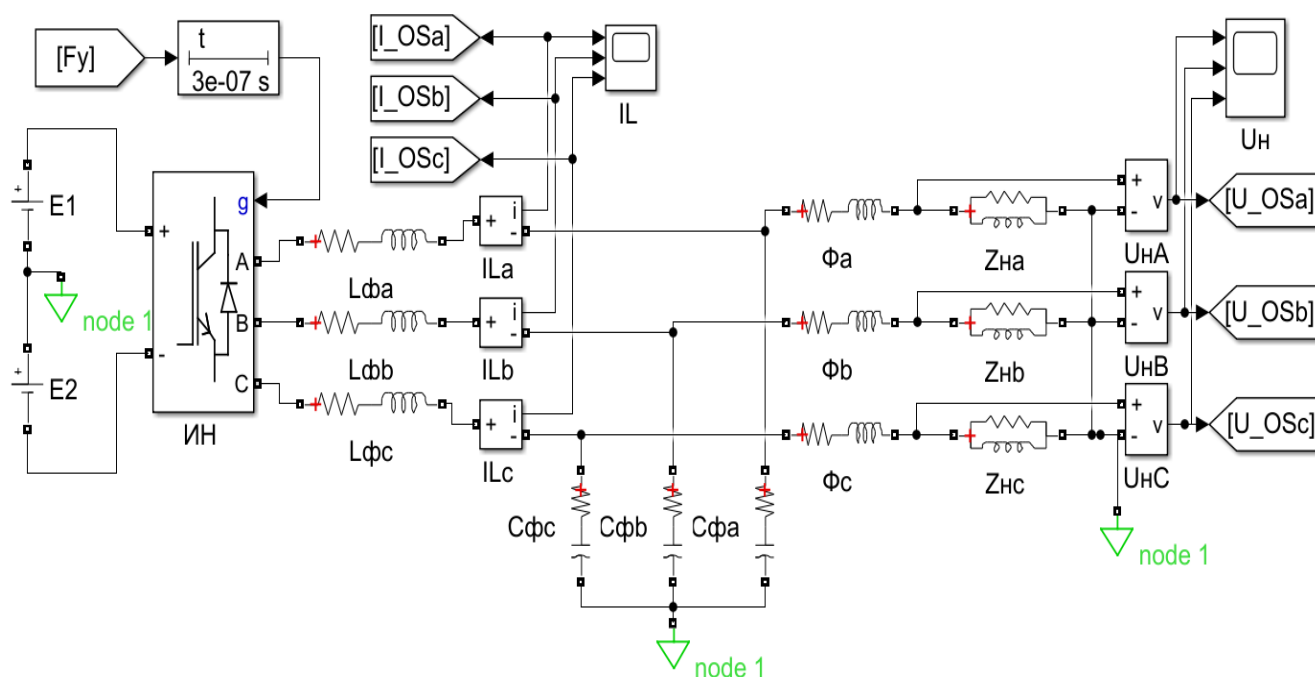


Рисунок 4.3—Имитационная модель силовой части 3Ф-ИН

Учитывая, что рассматриваемая топология силовой схемы с нулевым проводом позволяет реализовать независимое пофазное регулирование, достаточно рассмотреть систему управления только по одной из фаз инвертора, например по фазе *A*, как представлено на Рисунках 4.5-4.6. Для фаз *B* и *C* структурная схема системы автоматического управления полностью аналогична схеме для фазы *A*, а корректное функционирование достигается за счет введения смещения по фазе в блоках сигналов задания на 120 и 240 эл.град. соответственно.

Также для оценки эффективности работы синтезированных регуляторов и проверке соответствия требованиям ГОСТ 54073-2017 было проведено имитационное моделирование 3Ф-ИН для несимметричной нагрузки, при небалансе до 15% номинальной мощности фазы и для нелинейной трехфазной двухполупериодной трансформаторно-выпрямительной нагрузки, работающей на звено постоянного тока 27 В при использовании 25% номинальной мощности источника. Для этого в имитационной модели были сделаны следующие изменения, как представлено на Рисунке 4.4, вместо блоков «*Zn. . .*» к выходным зажимам блоков «*Φ. . .*» были последовательно включены трехфазный трансформатор, подключенный по схеме "звезда-звезда" с нулевым проводом в первичной обмотке, и неуправляемый мостовой выпрямитель, питающий активно-индуктивную нагрузку в выходном звене постоянного тока.

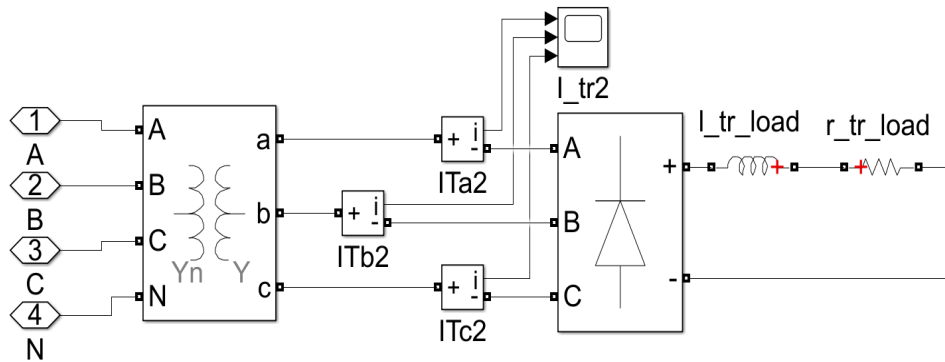


Рисунок 4.4—Имитационная модель нелинейной нагрузки в составе схемы 3Ф-ИН

Трансформатор рассчитан таким образом, чтобы его КПД составлял 98%, падение напряжения на обмотках – 5% от номинального напряжения нагрузки, ток магнетизации – 5% от номинального нагрузочного тока, коэффициент трансформации подобран таким образом, чтобы входная мощность трансформатора составляла 25% от номинальной мощности нагрузки.

Для управления 3Ф-ИН используется один из двух разработанных в Главе 2 вариантов системы управления: 1) двухконтурная САУ с внутренним контуром регулирования по выходному току инвертора (току индуктивности фильтра) I_L и внешним контуром по напряжению нагрузки инвертора U_H ; 2) одноконтурная САУ с ПИД-регулятором по выходному напряжению U_H . Переключение между данными системами осуществляется перед проведением моделирования с помощью элемента «Manual switch5». Соответствующие сигналы обратной связи с информацией о величинах тока и напряжения фазы А обозначены на Рисунке 4.5 как «I_OSa» и «U_OSa». Сигнал обратной связи по напряжению поступает на сумматор и сравнивается с сигналом задания на величину напряжения, «U_n_ref», после чего сформированный сигнал ошибки «e_u» поступает в блок «Voltage regulator subsystem», представленный на Рисунке 4.6. В зависимости от конфигурации переключателя «Manual Switch3» внутри данного блока, в качестве регулятора по напряжению может быть использован стандартный ПИ-регулятор (2.25), либо регулятор с добавлением резонансной составляющей (3.2). Сигнал, формируемый на выходе данного блока, является сигналом задания для контура тока, который сравнивается с реальной величиной тока «I_OSa» и поступает на блок «Current regulator subsystem». Состав данного блока полностью аналогичен набору регуляторов, представленному на Рисунке 4.2. Результирующий сигнал с помощью блока мультиплексора объединяется с двумя сигналами, поступающими с аналогичных систем управления для фаз В и С, и в качестве модулирующего сигнала поступает на блок «PWM Generator (three-phase bridge)», имитирующий работу скалярной

синусоидальной ШИМ и генерирующий прямоугольные импульсы управления для шести полупроводниковых ключей в трех стойках силовой схемы. При выборе одноконтурной САУ с ПИД-регулятором блоки «Current regulator subsystem» и «Voltage regulator subsystem» игнорируются, сигнал с первого сумматора поступает на ПИД-регулятор, благодаря чему формируется необходимый модулирующий сигнал u_{MA} .

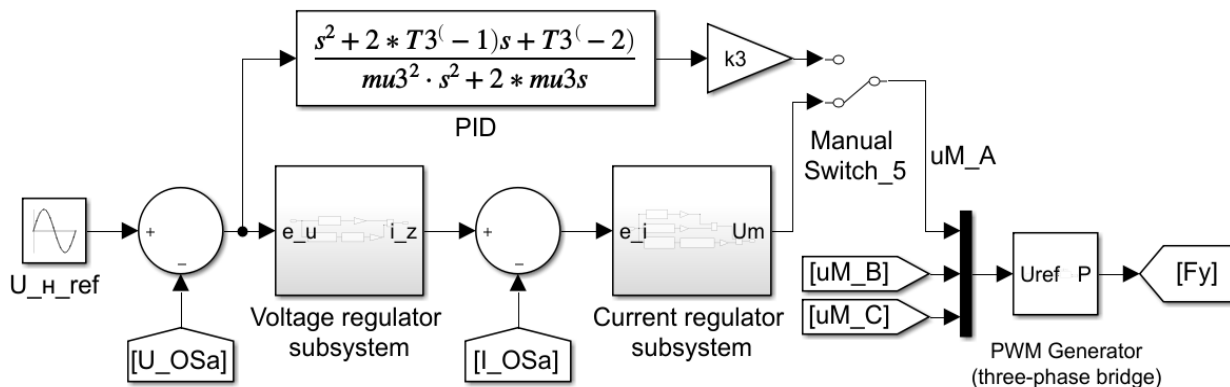


Рисунок 4.5—Имитационная модель САУ для 3Ф-ИН

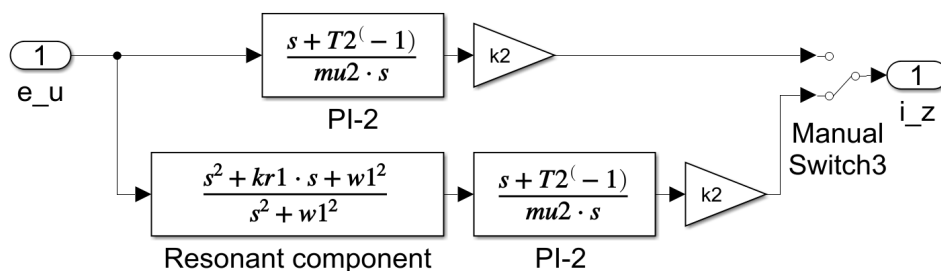


Рисунок 4.6—Блок «Voltage regulator subsystem» в составе САУ для 3Ф-ИН

Численные параметры для блоков, имитирующих работу силовой схемы, и блоков регуляторов системы автоматического управления в составе данной имитационной модели, а также требуемое качество генерируемого напряжения представлены в Таблице 4.2. Данные параметры выбраны для имитации работы преобразователя в составе системы генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты 115 В / 400 Гц, предназначенной для питания бортового оборудования летательных аппаратов, согласно требованиями [49].

В рамках проводимого моделирования также были построены частотные характеристики для всех рассчитанных на основе МРД регуляторов в составе двухконтурной САУ для 3Ф-ИН. На Рисунках 4.7-4.8 представлены логарифмические амплитудно-частотные характеристики для регуляторов во внутреннем контуре регулирования по току и внешнем контуре по напряжению соответственно, рассчитанные на основе величин из Таблицы 4.2.

Таблица 4.2—Параметры имитационной модели 3Ф-ИН

Параметр	Значение
<i>Силовая схема</i>	
Напряжение питания инвертора U_{DC} , В	400
Напряжение на конденсаторах C_1 и C_2 во входном звене постоянного тока (E_1 и E_2 на Рисунке 4.3), В	200
Мощность нагрузки, кВА	1
Коэффициент мощности нагрузки ($\cos(\varphi)$)	0.8
Действующее значение 1-ой гармоники U_H , В	115
Частота напряжения нагрузки f_H , Гц	400
Частота коммутации силовых ключей f_S , кГц	100
Индуктивность симметр.нагрузки L_H , мГн	26.3
Сопротивление симметр.нагрузки R_H , Ом	49.6
Индуктивность DC -нагрузки L_{Tr} , мГн	42
Сопротивление DC -нагрузки R_{Tr} , Ом	10.9
Индуктивность Г-образного фильтра L_Φ , мкГн	400
Емкость Г-образного фильтра C_Φ , мкФ	15
<i>Внутренний контур системы автоматического управления</i>	
Постоянная времени ПБД μ_1	$1 \cdot 10^{-5}$
Постоянная времени ПМД T_1	$1 \cdot 10^{-4}$
Степень разделения движений η_1	10
Коэффициент усиления регулятора k_1	$2 \cdot 10^{-6}$
Коэффициент усиления резонансной составляющей $k_{рез}$	10053
<i>Внешний контур системы автоматического управления</i>	
Постоянная времени ПБД μ_2	$1 \cdot 10^{-4}$
Постоянная времени ПМД T_2	$1 \cdot 10^{-3}$
Степень разделения движений η_2	10
Коэффициент усиления регулятора k_2	$1.5 \cdot 10^{-5}$
<i>Одноконтурная система автоматического управления (ПИД-рег.)</i>	
Постоянная времени ПБД μ_3	$1 \cdot 10^{-4}$
Постоянная времени ПМД T_3	$1 \cdot 10^{-3}$
Степень разделения движений η_3	10
Коэффициент усиления регулятора k_3	$1.5 \cdot 10^{-9}$

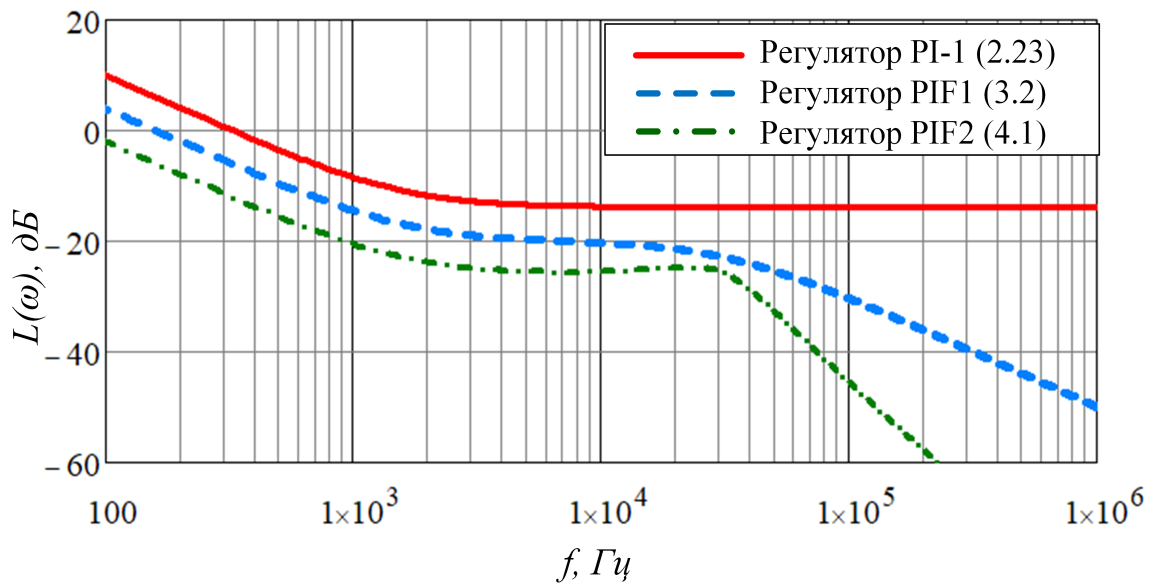


Рисунок 4.7—ЛАЧХ ПИ-регулятора в стандартном виде (2.25); ПИ-регулятора с добавлением фильтрации 1-го порядка (2.52); ПИ-регулятора с добавлением фильтрации 2-го порядка (2.58)

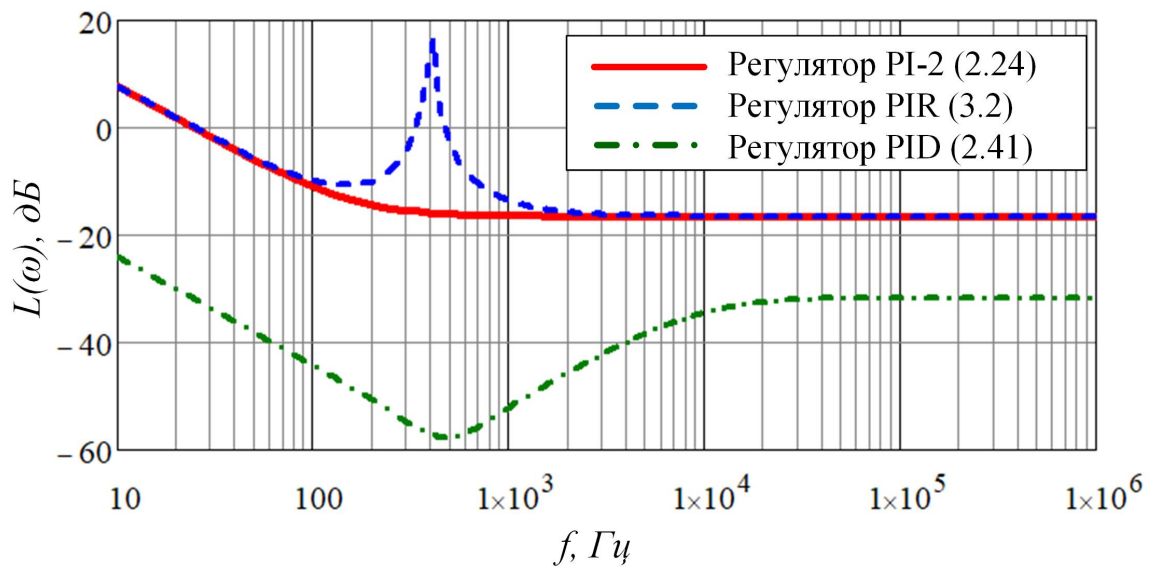


Рисунок 4.8—ЛАЧХ ПИ-регулятора в стандартном виде (2.26); ПИ-регулятора с добавлением фильтрации 1-го порядка (2.52); ПИ-регулятора с резонансной составляющей (3.2); ПИД-регулятора (2.43)

Как видно из Рисунка 4.7, повышение порядка фильтра в составе регулятора приводит к падению модуля частотной передаточной функции на высоких частотах, причем тем сильнее, чем выше порядок регулятора. Следовательно, увеличивается степень подавления высокочастотных шумов, например, пульсаций, порождаемых работой ШИМ в модулирующем сигнале. Так, коэффициент ослабления пульсаций в соответствии с формулами (2.57) и (2.59), для величин

из Таблицы 4.1 принимает следующие значения: $k_A(\omega_S) = 0.152$ для регулятора с фильтром 1-го порядка, и $k_A(\omega_S) = 0.024$ для регулятора с фильтром 2-го порядка. В свою очередь, для регулятора с резонансной составляющей (Рисунок 4.8) явно проявляется усиление сигнала на частоте резонанса, в данном случае 400 Гц.

На Рисунке 4.9 приведены логарифмические фазочастотные характеристики (ЛФЧХ) регуляторов, предлагаемых для использования во внутреннем контуре по току, на Рисунке 4.10 – ЛФЧХ регуляторов для внешнего контура. Модификации ПИ-регулятора с введением фильтрующей составляющей демонстрируют уменьшение запаса по фазе на высоких частотах. Введение резонансной составляющей приводит к тому, что ЛФЧХ достигает максимума на частоте резонанса.

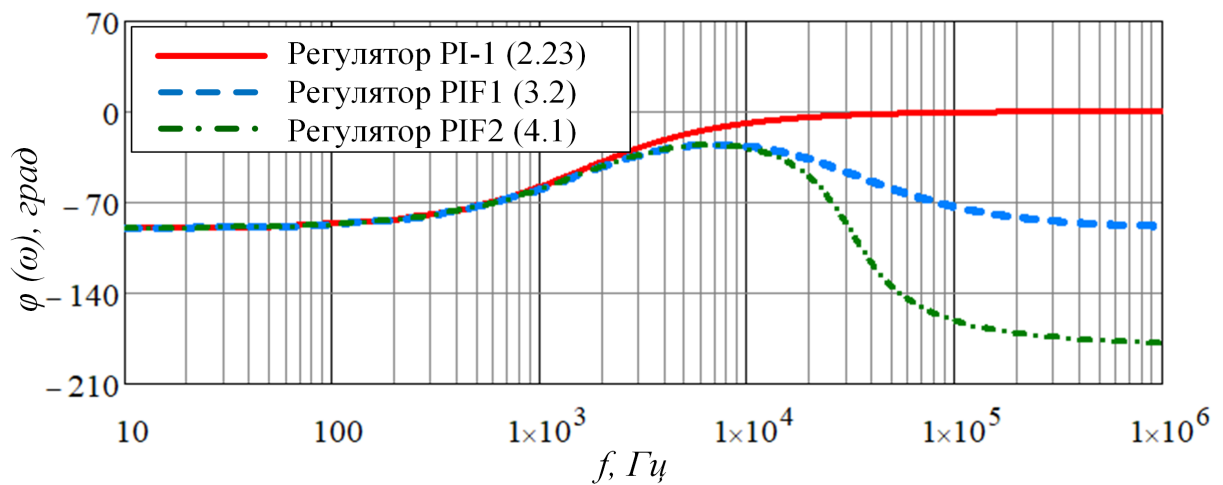


Рисунок 4.9—ЛФЧХ ПИ-регулятора в стандартном виде (2.25); ПИ-регулятора с добавлением фильтрации 1-го порядка (2.52); ПИ-регулятора с добавлением фильтрации 2-го порядка (2.58)

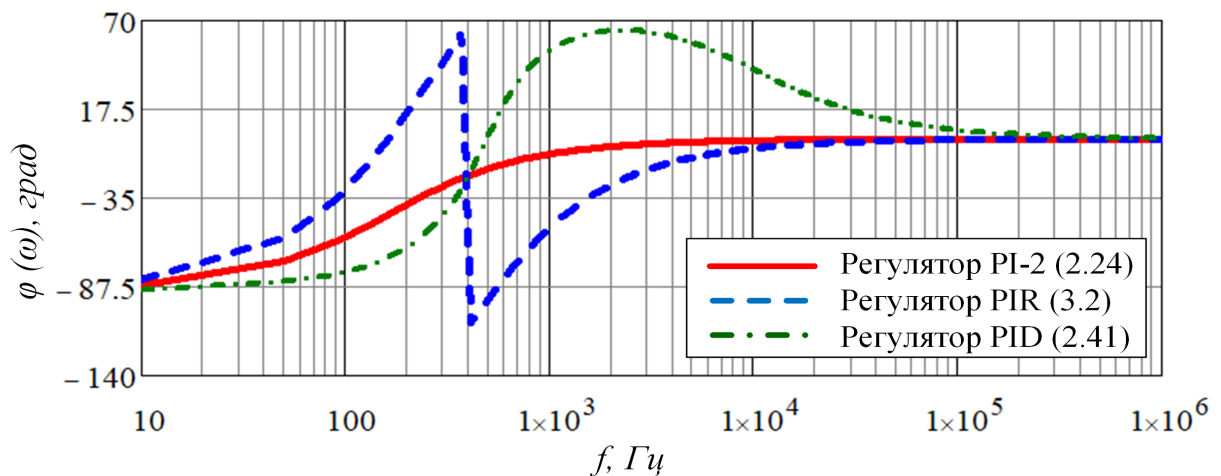


Рисунок 4.10—ЛФЧХ ПИ-регулятора в стандартном виде (2.26); ПИ-регулятора с добавлением фильтрации 1-го порядка (2.52); ПИ-регулятора с резонансной составляющей (3.2); ПИД-регулятора (2.43)

4.2 Результаты моделирования для однофазного инвертора

Для однофазного ИН с одноконтурной системой автоматического управления было проведено имитационное моделирование на основе расчетов, представленных в Главе 3, с параметрами модели из Таблицы 4.1, для оценки влияния предлагаемой резонансной составляющей на работу САУ. Согласно результатам, полученным в Главе 3, введение резонансных составляющих при рассматриваемой методике не влияет на расчет параметров ПИ-регулятора. Соответственно, в данном разделе проводится рассмотрение как САУ рассчитанной в Главе 2 для 1Ф-ИН, так и ее модификации с резонансной составляющей. Результаты моделирования представлены на Рисунках 4.11-4.13 ниже. В данном случае исследуется влияние резонансной составляющей на статический режим работы. Поскольку, как было сказано выше, рассматриваемый 1Ф-инвертор предназначен для питания обмотки возбуждения, динамические процессы при изменении нагрузки в процессе работы для подобного типа нагрузки не рассматриваются. Моделирование динамических режимов более подробно представлено для системы с 3Ф-ИН.

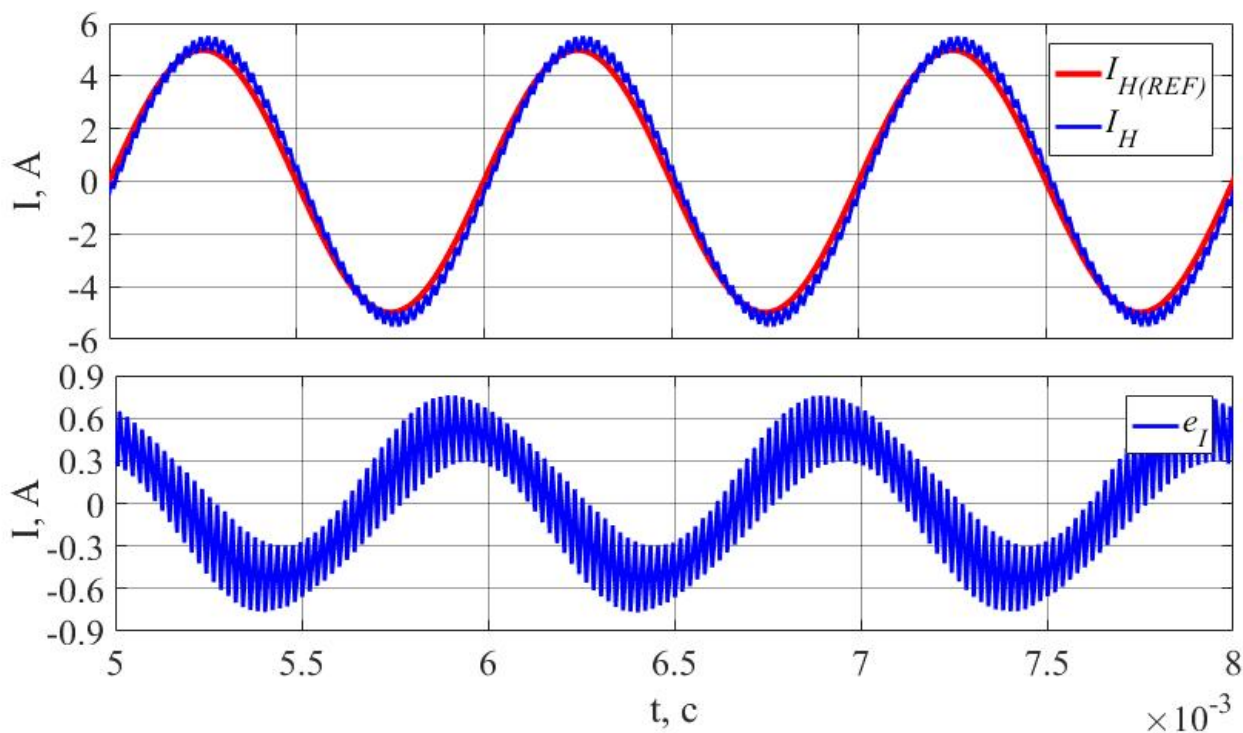


Рисунок 4.11—Осциллограммы тока нагрузки (обмотки возбуждения) САУ со стандартным ПИ-регулятором (2.8)

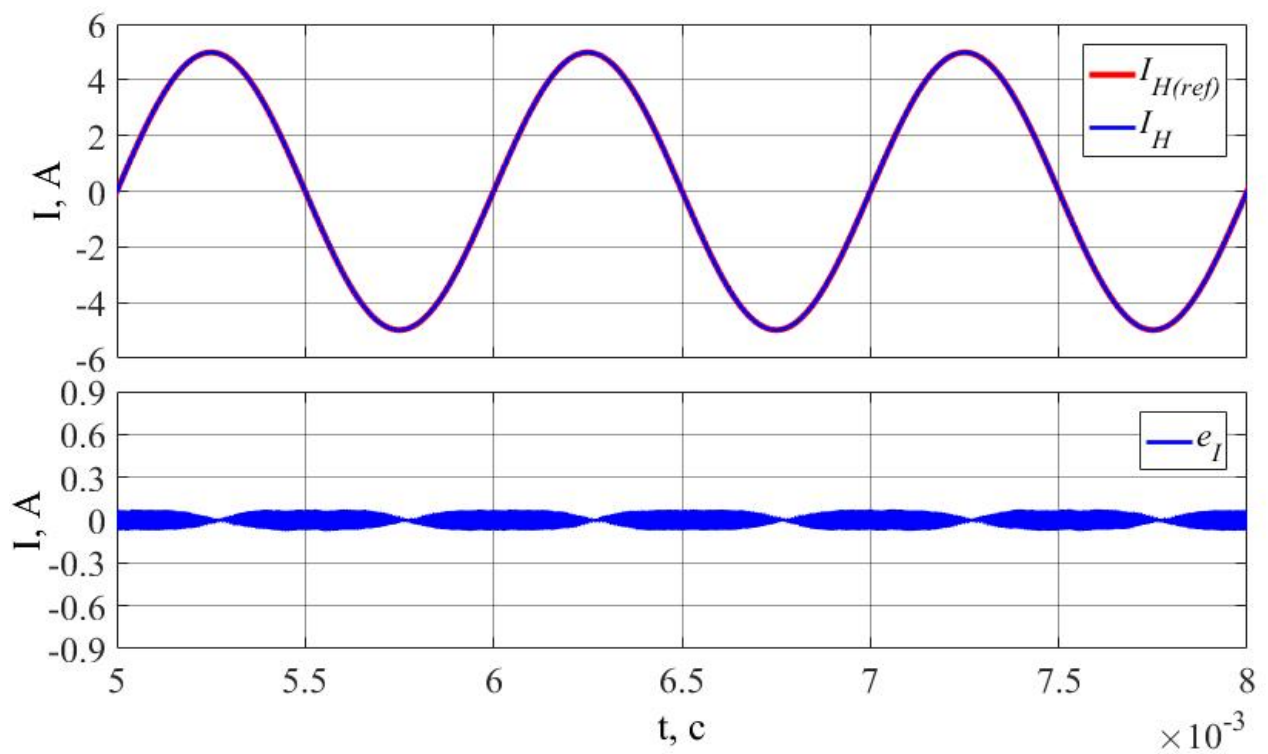


Рисунок 4.12—Осциллограммы тока нагрузки (обмотки возбуждения) САУ с ПИ-регулятором с резонансной составляющей (3.2)

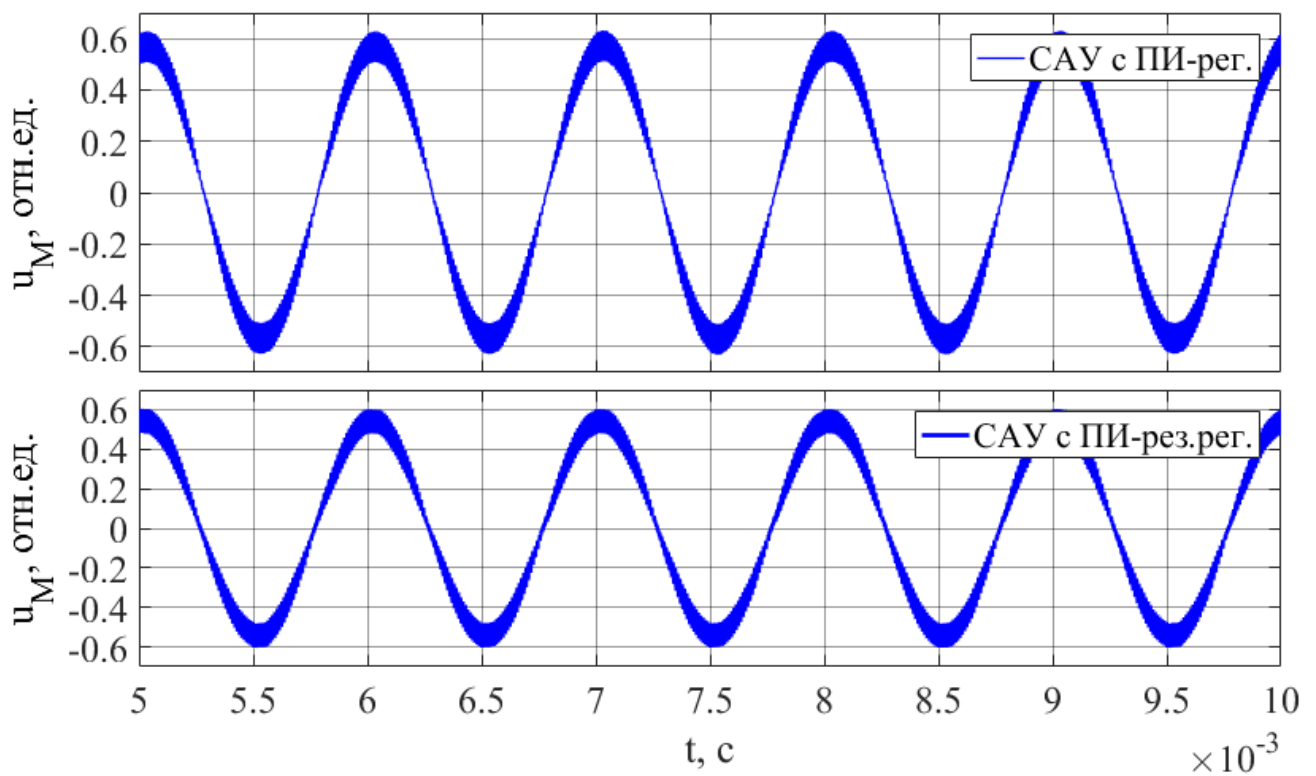


Рисунок 4.13—Осциллограммы модулирующих сигналов для САУ с ПИ-регулятором в стандартном виде (2.8); ПИ-регулятором с резонансной составляющей (3.2)

Как видно из полученных осциллограмм, относительная ошибка слежения по току для системы с регулятором (2.8) составляет $e_I \approx 15\%$, для системы с резонансным регулятором (3.2) $e_I < 1\%$. Таким образом, добавление резонансной компоненты позволило существенно снизить величину ошибки и соответствовать установленному требованию на точность слежения без увеличения коэффициента усиления регулятора и снижения запаса устойчивости. Также можно отметить, что введение резонансной составляющей позволило незначительно снизить амплитуду высокочастотных пульсаций в модулирующем сигнале, поступающем с выхода регулятора на блок ШИМ, как показано на Рисунке 4.13.

4.3 Результаты моделирования для трехфазного инвертора

В результате проведения имитационного моделирования были получены осциллограммы выходного напряжения и тока инвертора, а также диаграммы для спектрального состава выходного напряжения при функционировании преобразователя в статическом и динамическом режимах работы (при изменении мощности нагрузки в диапазоне 10-100% от номинала). Моделирование проводилось для следующих девяти конфигураций САУ для трёхфазного инвертора напряжения, с параметрами по Таблице 4.2: 1 – для двухконтурной САУ со стандартными ПИ-регуляторами (2.25) и (2.26), рассчитанными согласно результатам синтеза проведенного в Главе 2; 2 – для двухконтурной САУ с введением фильтрации 1-го порядка (2.52) по высокочастотным составляющим во внутреннем контуре, рассчитанным результатам раздела 2.3; 3 – для двухконтурной САУ с введением фильтрации 2-го порядка (2.58) во внутреннем контуре; 4 – для двухконтурной САУ с резонансной составляющей во внешнем контуре по напряжению (3.2); 5 – для двухконтурной САУ с фильтрацией 1-го порядка во внутреннем контуре (2.52) и добавлением резонансного регулятора (3.2) во внешнем контуре; 6 – для одноконтурной САУ только с ПИД-регулятором (2.43) по напряжению; 7 – при использовании во внешнем контуре регулятора 3-го порядка, настроенного на МО (2.61); 8 – при использовании во внешнем контуре регулятора 4-го порядка, настроенного на СО (2.63); 9 – при использовании ПИД-резонансного регулятора (3.10) в составе одноконтурной САУ.

На Рисунках 4.14-4.17 приведены осциллограммы модулирующих сигналов и диаграммы спектрального состава выходного напряжения для конфигураций 1-3, для демонстрации влияния вводимых во внутреннем контуре фильтров. При этом во внешнем контуре во всех трех случаях используется регулятор ПИ-2 (2.26).

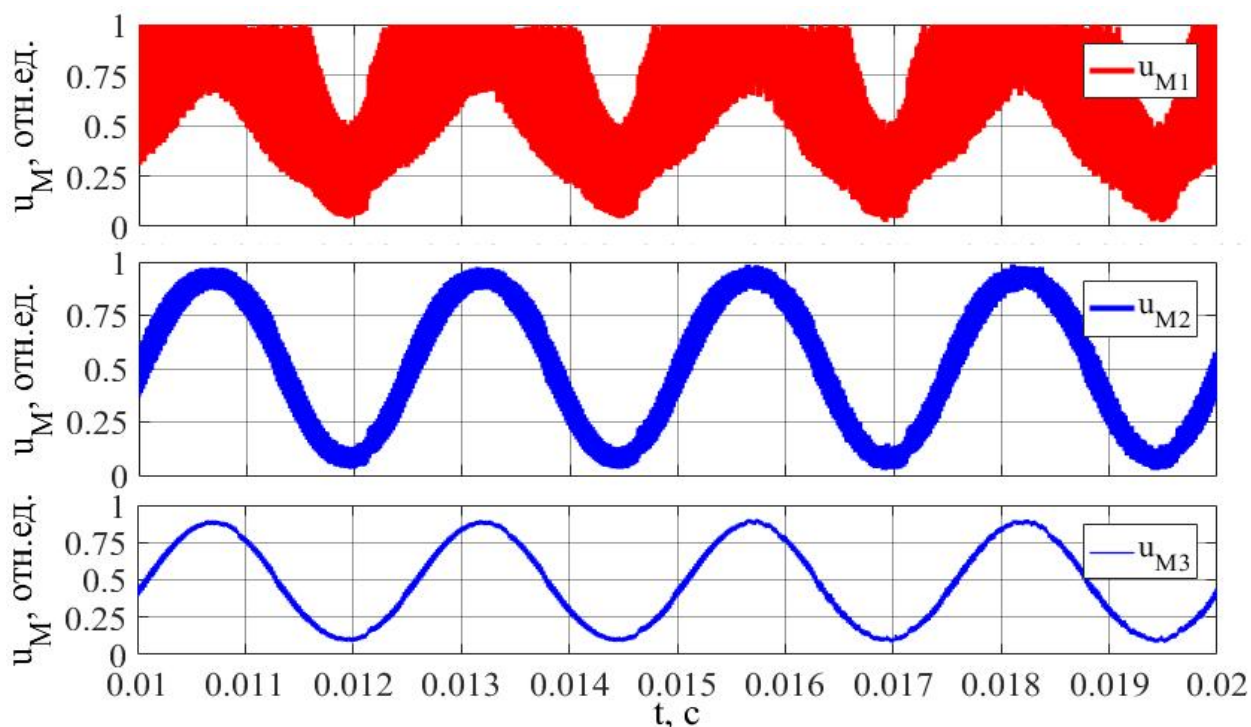


Рисунок 4.14—Осциллограммы модулирующих сигналов для САУ с ПИ-регулятором в стандартном виде (2.25) – u_{M1} ; для САУ с ПИ-регулятором с фильтрацией 1-го порядка (2.52) – u_{M2} ; для САУ с ПИ-регулятором с фильтрацией 2-го порядка (2.58) – u_{M3}

Согласно полученным осциллограммам, пульсации с максимальным размахом имеют частоту 50 кГц, т.е. частоту опорного сигнала ШИМ, частоту коммутации силовых ключей, что согласуется с принципом работы силового преобразователя с ШИМ. Именно эти пульсации вызывают переход ШИМ в режим насыщения для диаграммы u_{M1} , где модулирующий сигнал принимает значения больше 1, и ограничивается на этом уровне, согласно принципу работы ШИМ. Вводимые в системе 2 и 3 фильтры позволяют избежать режима насыщения, размах пульсаций в модулирующем сигнале составляет $\Delta u_{M1} \approx 0.7$, $\Delta u_{M2} \approx 0.21$, и $\Delta u_{M3} \approx 0.07$ отн.ед., что явно демонстрирует эффект подавления высокочастотных составляющих. Таким образом, экспериментально полученное значение степени подавления пульсаций в системе с регулятором (2.52) по отношению к степени подавления в системе с ПИ-регулятором (2.25) составляет $k_{A1}(\omega_S) = \Delta u_{M2} / \Delta u_{M1} = 0.304$, а значение степени подавления в системе с регулятором (2.58) по отношению к степени подавления в системе с ПИ-регулятором (2.25) составляет $k_{A2}(\omega_S) = \Delta u_{M3} / \Delta u_{M1} = 0.116$. При этом величины коэффициентов подавления, рассчитанные согласно формулам (2.57) и (2.59), принимают следующие значения:

$$k_{A1}(\omega_S) = \frac{1}{\sqrt{4 + (\mu_1 \omega_S)^2}} = \frac{1}{\sqrt{4 + (1 \cdot 10^{-5} \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 10^3)^2}} = 0.269,$$

$$k_{A2}(\omega_S) = \frac{1}{\sqrt{[3 - (1 \cdot 10^{-5} \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 10^3)^2]^2 + [3 \cdot 1 \cdot 10^{-5} \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 10^3]^2}} = 0.086.$$

Таким образом, расхождение теоретического и экспериментально полученных результатов для величин коэффициентов подавления пульсаций не превышает 15%.

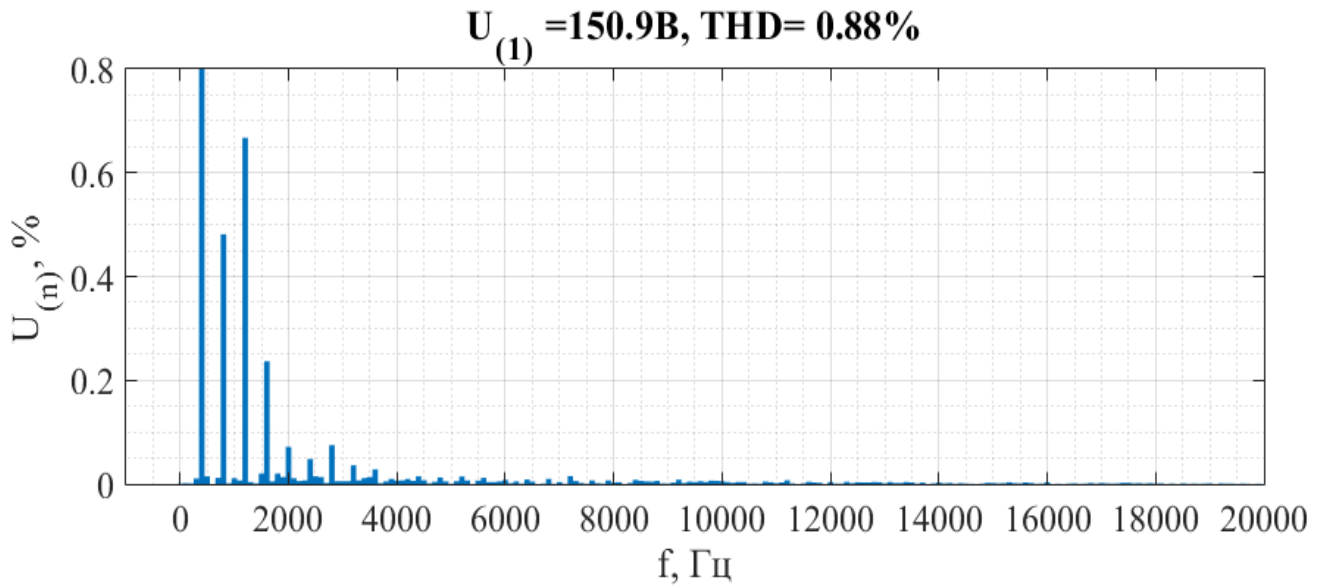


Рисунок 4.15—Спектральный состав напряжения нагрузки U_H для САУ со стандартным ПИ-регулятором (2.25)

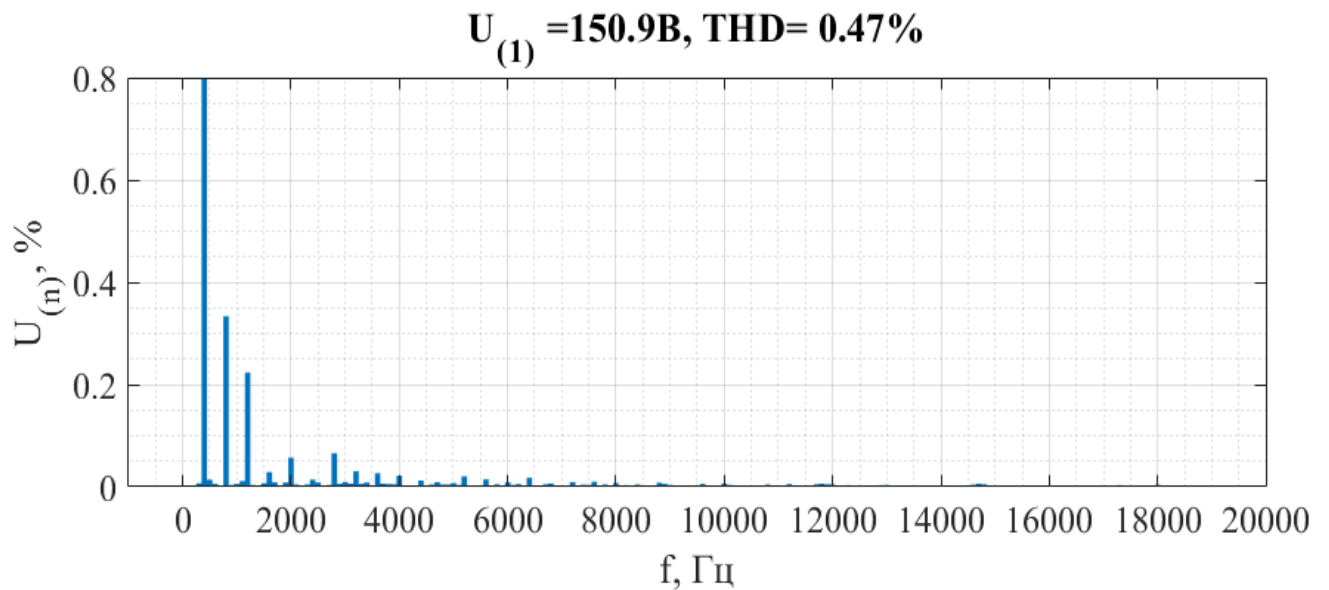


Рисунок 4.16—Спектральный состав напряжения нагрузки U_H для САУ с фильтрацией 1-го порядка (2.52)

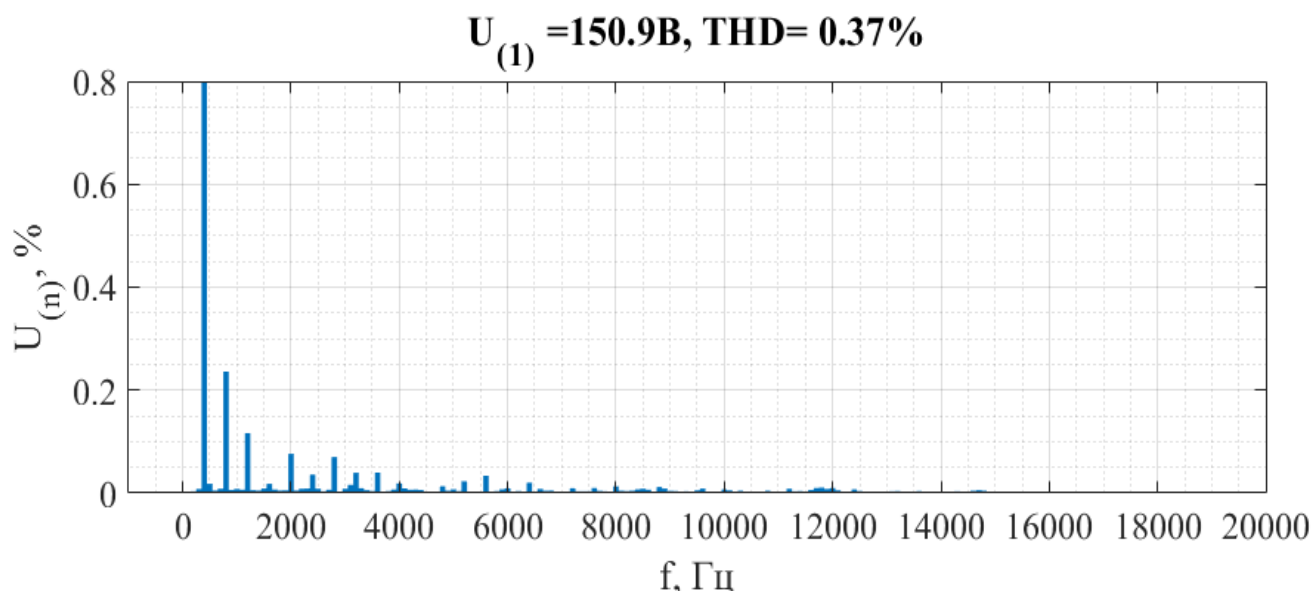


Рисунок 4.17—Спектральный состав напряжения нагрузки U_H для САУ с фильтрацией 2-го порядка (2.58)

В качестве THD на данных диаграммах обозначен коэффициент гармоник (total harmonic distortion), используемый для количественной оценки искажения синусоидального сигнала [25]:

$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1},$$

где U_1 – действующее значение первой (основной) гармоники напряжения, $U_1, U_2, \dots, U_n$ – действующие значения высших гармоник, т.е. всех гармоник отличных от первой. Согласно приведенным выше спектральным характеристикам, включение в систему фильтра первого порядка привело к уменьшению коэффициента гармоник на 47%, а включение фильтра второго порядка – на 58%. При этом необходимо отметить, что согласно полученным результатам, наличие фильтра не влияет на величину первой гармоники выходного напряжения, и в представленной системе при требуемом значении в 162.6 В она составляет лишь 150.9 В, таким образом, ошибка по амплитуде U_1 составляет 7.2%. Соответственно, действующее значение фазного напряжения составляет $U_{1(RMS)} = U_1 / \sqrt{2} = 106.7 \text{ В}$, что выходит за допустимые пределы согласно ГОСТ 54073-2017 ($U_{1(RMS)} = 108 \text{ В}$).

На Рисунках 4.18-4.26 приведены осциллограммы модулирующих сигналов, токов и напряжений фазы А, спектральный состав выходного напряжения для конфигураций 1, 4, 5, 6 для демонстрации влияния вводимых во внешнем контуре резонансных составляющих и оценки точности рассматриваемых конфигураций САУ.

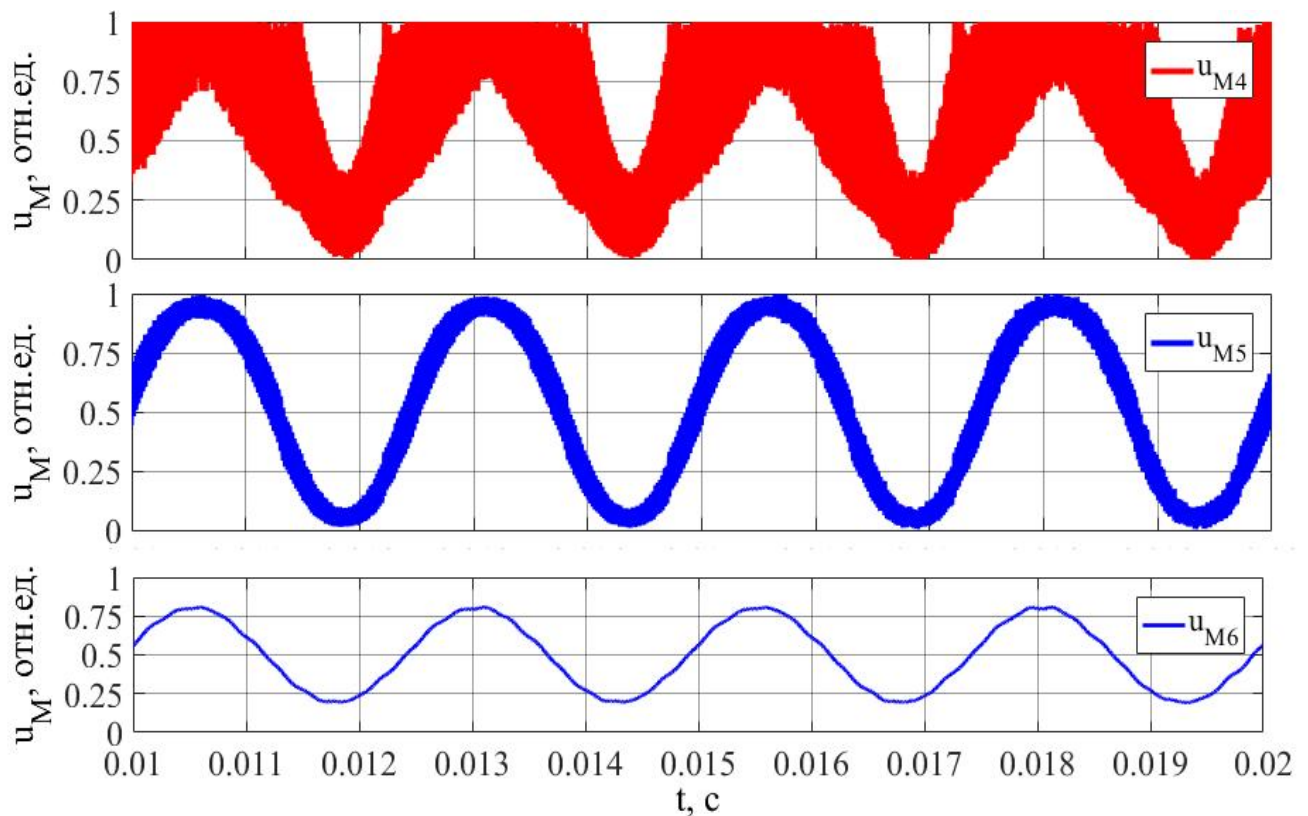


Рисунок 4.18—Осциллограммы модулирующих сигналов для САУ с ПИ-регулятором с резонансной составляющей (3.2) – u_{M4} ; для САУ с ПИ-регулятором с резонансной составляющей (3.2) и с фильтрацией 1-го порядка (2.52) – u_{M5} ; для САУ с ПИД-регулятором (2.43) – u_{M6}

Согласно осциллограммам на Рисунке 4.18, размах пульсаций составляет $\Delta u_{M4} \approx 0.7$, $\Delta u_{M5} \approx 0.21$ отн.ед, и $\Delta u_{M6} < 0.1$ отн.ед, из чего можно сделать вывод, что введение одной резонансной составляющей по первой гармонике не оказывает влияния на высокочастотные составляющие (при $\Delta u_{M1} \approx 0.7$, как было получено выше), а использование ПИД-закона управления существенно уменьшает амплитуду сигнала во всем спектре частот, что согласуется с ЛАЧХ, представленными на Рисунке 4.7.

Ток, протекающий через фильтровую индуктивность с достаточно высокой точностью повторяет задающий синусоидальный сигнал, поступающий с выхода внешнего контура по напряжению (расхождение с эталонным сигналом для разных конфигураций САУ по действующему значению тока не превышают 15%). В рамках проводимого здесь имитационного моделирования специальных требований на величину тока и ограничение пульсаций не задается.

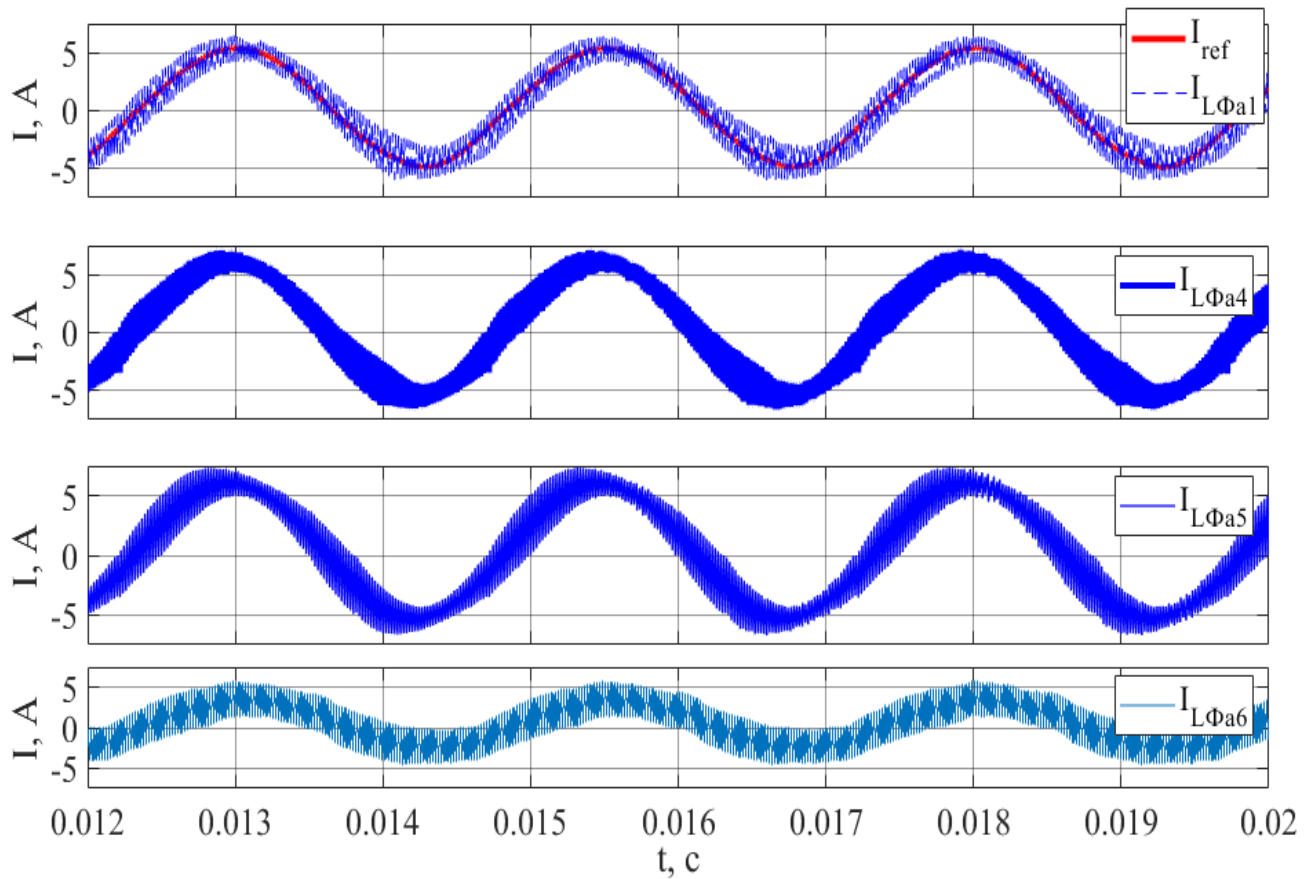


Рисунок 4.19—Осциллограммы выходных токов инвертора (на фильтровой индуктивности): эталонный сигнал – I_{ref} ; для САУ с ПИ-регулятором в стандартном виде (2.25) – $I_{L\Phi a1}$; для САУ с ПИ-регулятором с резонансной составляющей (3.2) – $I_{L\Phi a4}$; для САУ с ПИ-регулятором с резонансной составляющей (3.2) и с фильтрацией 1-го порядка (2.52) – $I_{L\Phi a5}$; для САУ с ПИД-регулятором (2.43) – $I_{L\Phi a6}$

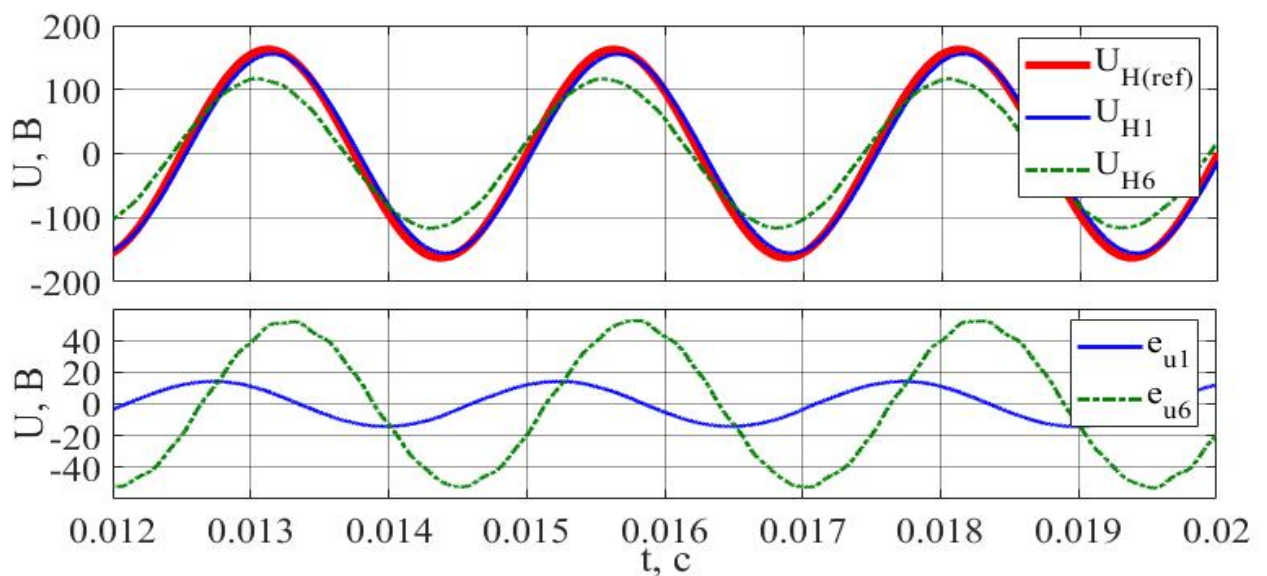


Рисунок 4.20—Осциллограммы напряжения нагрузки и ошибки слежения для САУ с ПИ-регулятором в стандартном виде (2.26) – U_{H1} и e_{U1} ; для САУ с ПИД-регулятором (2.43) – U_{H6} и e_{U6}

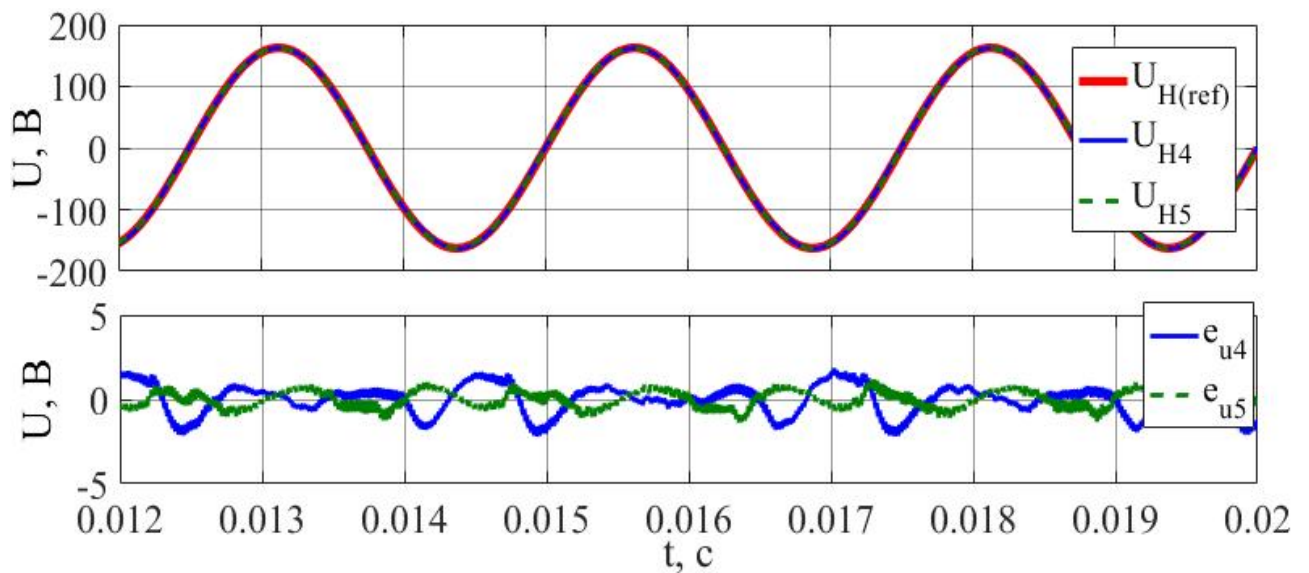


Рисунок 4.21—Осциллограммы напряжения нагрузки и ошибки слежения для САУ с ПИ-регулятором с резонансной составляющей (3.2) – U_{H4} и e_{U4} ; для САУ с ПИ-регулятором с резонансной составляющей (3.2) и с фильтрацией 1-го порядка (2.52) – U_{H5} и e_{U5}

Спектральный состав напряжения нагрузки для конфигурации 1 (два ПИ-регулятора) приведен на Рисунке 4.15, и здесь повторно не приводится. Спектрограммы напряжений для конфигураций САУ 4, 5, 6 приведены на на Рисунках 4.22-4.24 ниже.

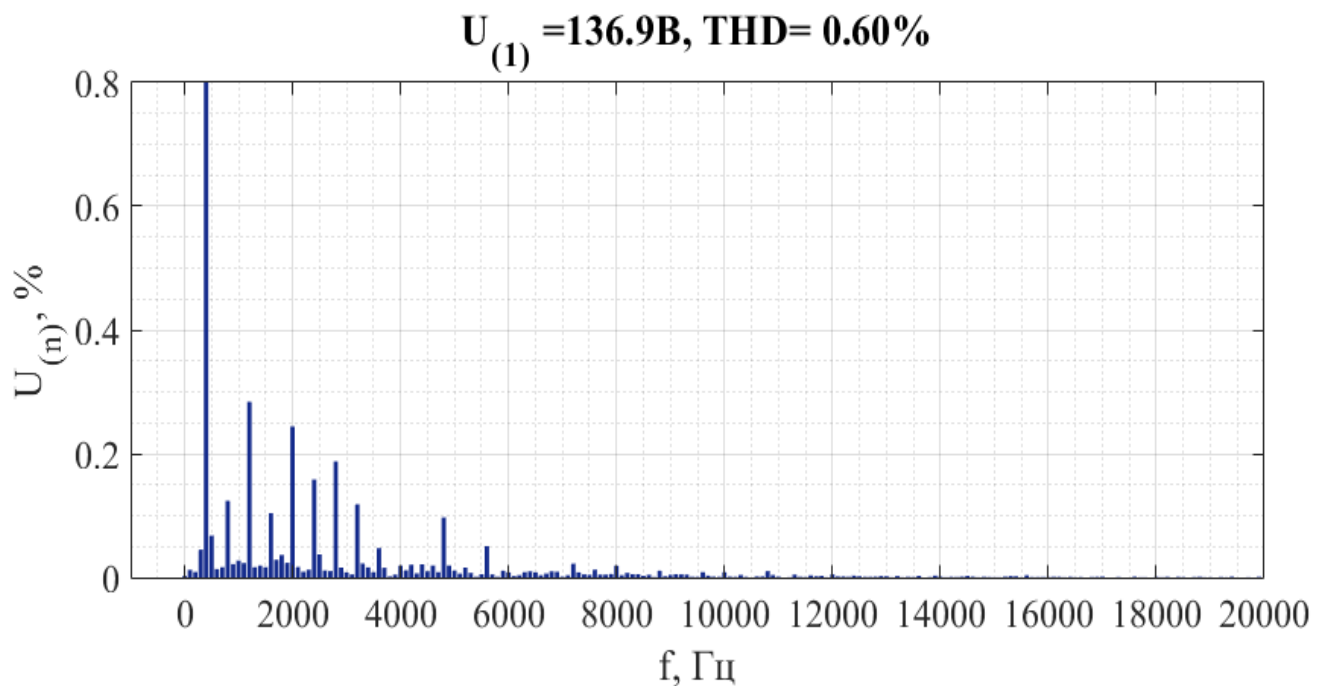


Рисунок 4.22—Спектральный состав напряжения нагрузки U_H для САУ с ПИД-регулятором (2.43)

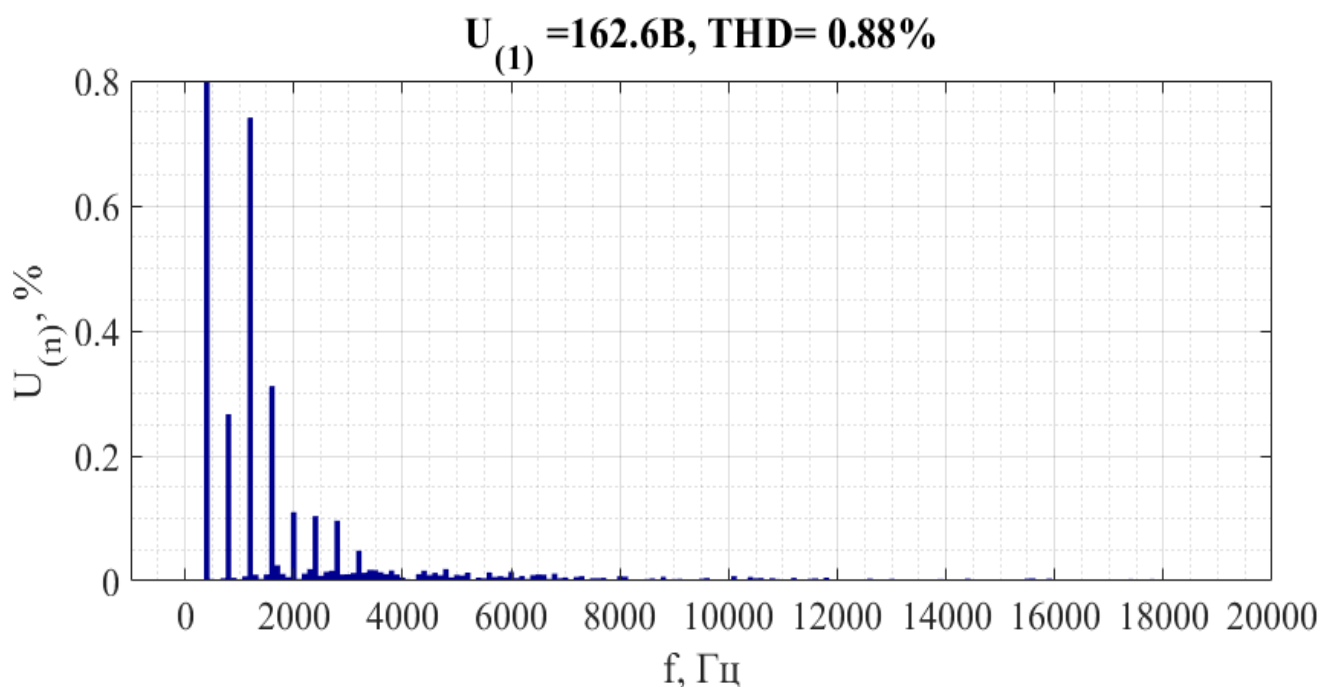


Рисунок 4.23—Спектральный состав напряжения нагрузки U_H для САУ с ПИ-резонансным регулятором (3.2)

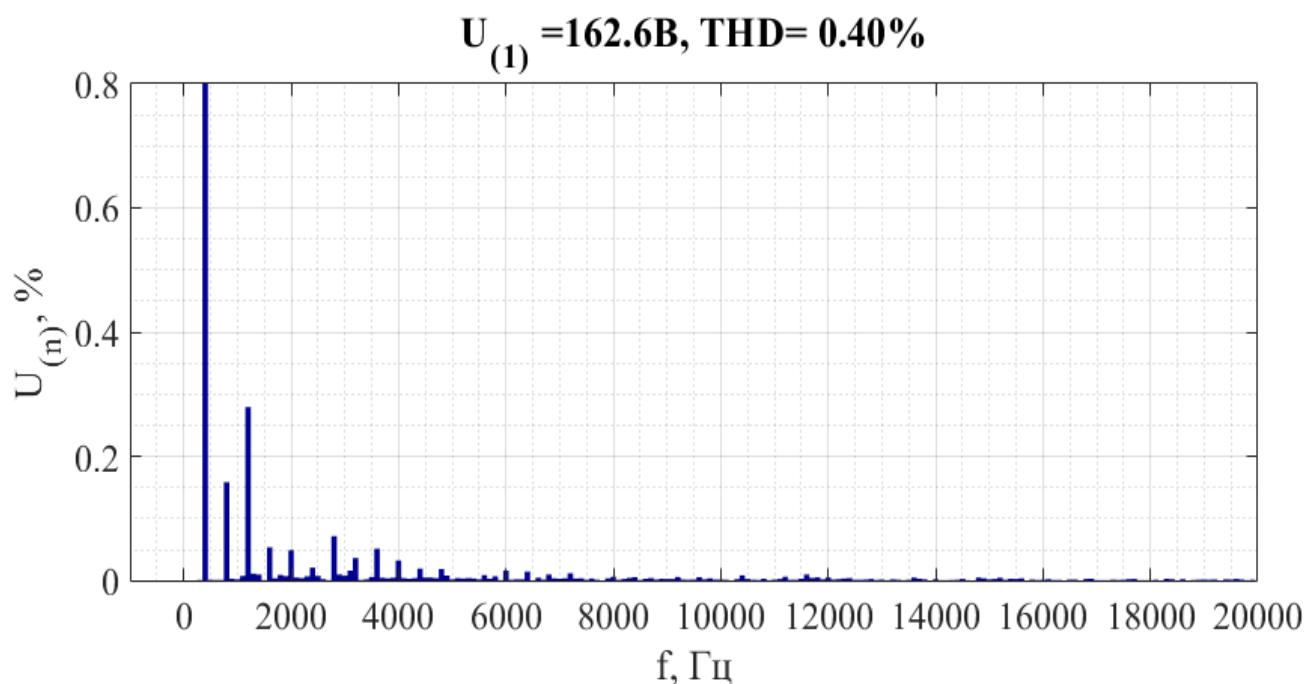


Рисунок 4.24—Спектральный состав напряжения нагрузки U_H для САУ с ПИ-резонансным регулятором составляющей (3.2) и с фильтрацией 1-го порядка (2.52)

Как видно из данных диаграмм (Рис. 4.22-4.24), полученная одноконтурная система с ПИД-регулятором при заданных параметрах имитационного моделирования демонстрирует существенно худшую точность по первой гармонике напряжения (с ошибкой слежения около 16%) по сравнению с конфигурацией 1

(2 ПИ-рег. – Рис.4.15). Введение резонансной составляющей по первой гармонике приводит к существенному увеличению точности, уменьшив величину ошибки слежения с 8% (для $U_{H(1)} = 150.9\text{В}$) до значений менее 1% (для $U_{H(1)} = 162.6\text{В}$). При этом введение дополнительного фильтра 1-го порядка во внутренний контур САУ не оказывает заметного влияния на величину первой гармоники, но все также улучшает спектральный состав напряжения, сокращая коэффициент гармоник более чем в 2 раза. Результаты имитационного моделирования САУ с ПИД-резонансным регулятором (3.10) в установившемся режиме полностью аналогичны результатам для ПИ-резонансного регулятора, представленным на Рисунках 4.21 и 4.23, и в силу этого отдельно не приводятся.

Работоспособность синтезированной САУ в динамических режимах проверялась при изменениях мощности нагрузки в диапазоне 10%-160% от номинала, согласно требованиям ГОСТ Р 54073-2017 [49], результаты моделирования представлены на Рисунках 4.25-4.26. Требования на переходные процессы, задаваемые стандартом, представлены на Рисунке 4.27 [49].

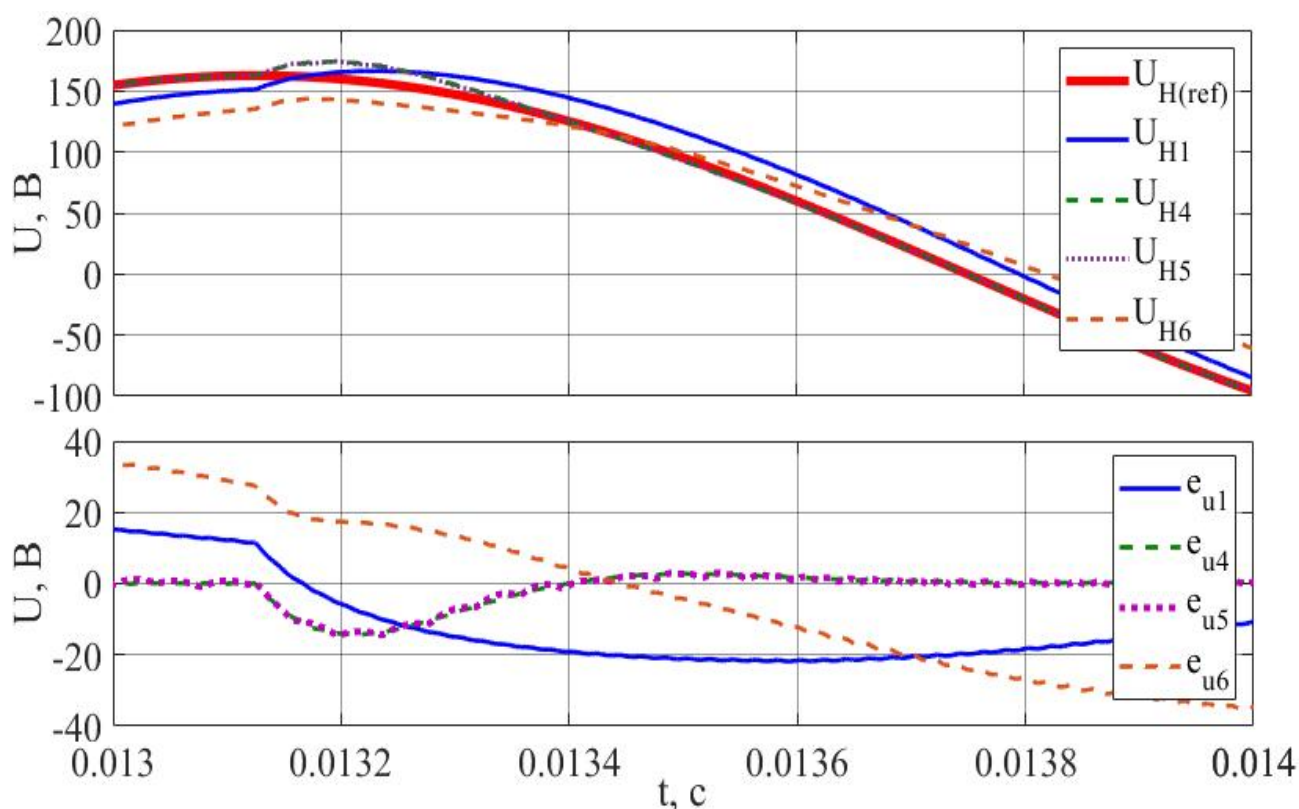


Рисунок 4.25—Осциллограммы напряжения нагрузки и ошибки слежения для конфигураций САУ 1, 4, 5, 6 при изменении мощности нагрузки от 160% до 10% от номинала

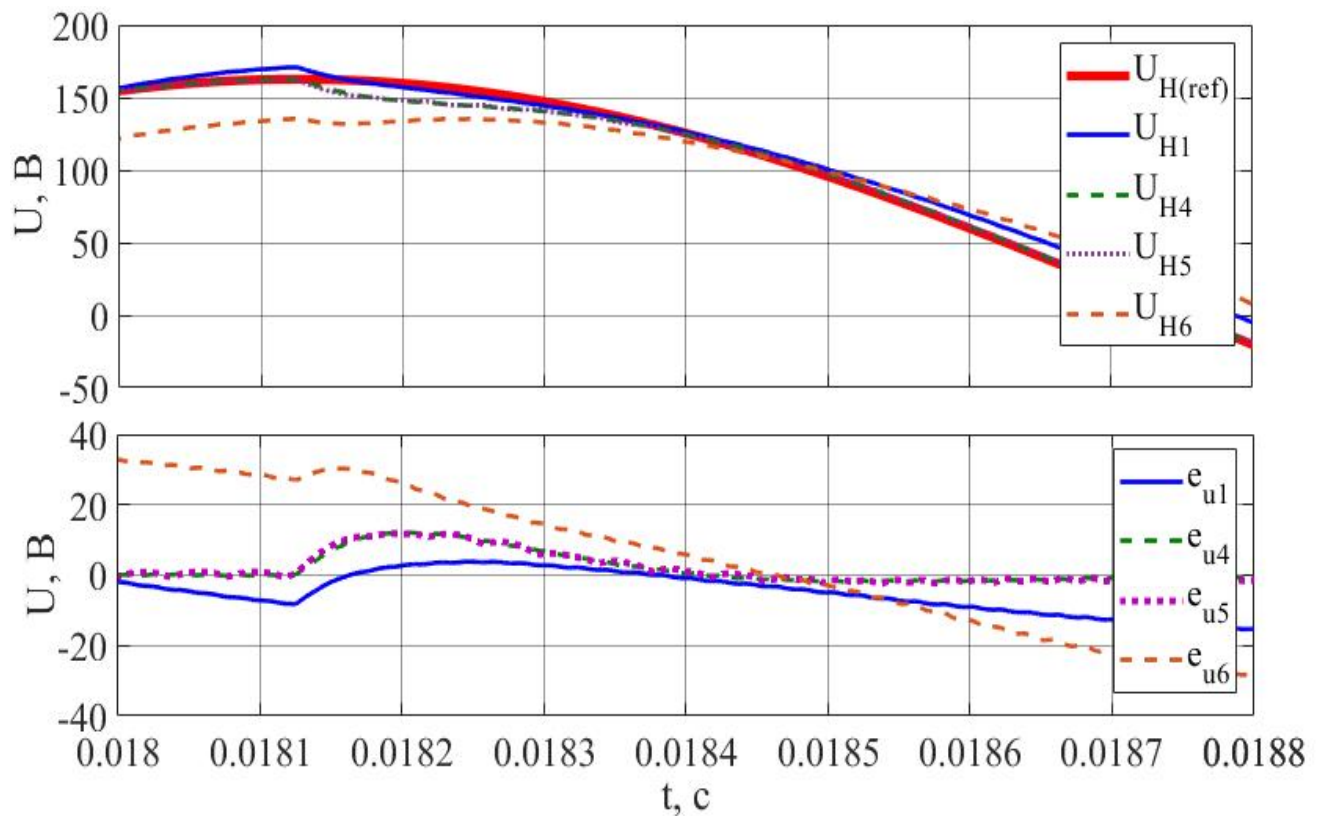


Рисунок 4.26—Осциллограммы напряжения нагрузки и ошибки слежения для конфигураций САУ 1, 4, 5, 6 при изменении мощности нагрузки от 10% до 160% от номинала

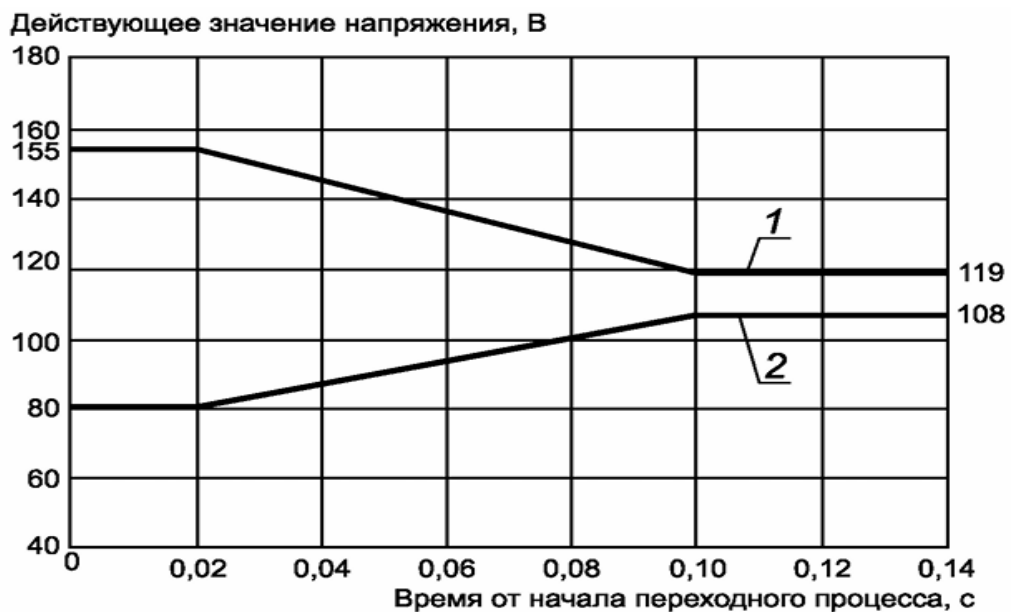


Рисунок 4.27—Огибающая нормальных переходных напряжений переменного тока постоянной частоты 400 Гц (1 и 2 – верхний и нижний предел действующего значения напряжения)

Как видно из полученных осциллограмм, время переходных процессов составляет приблизительно 0.0006 секунд для конфигураций САУ 4 и 5, что в

несколько раз быстрее требований стандарта [49] на время завершения переходных процессов. При этом максимальное отклонение по амплитудному значению не превышает 21.4 В (т.е. 15.1 В по действующему значению), что также полностью удовлетворяет требованиям стандарта. Для конфигурации САУ 6 с ПИД-регулятором можно отметить как величину ошибки, значительно превышающую требования на точность, так и повышенную колебательность, обоснованную более высоким порядком регулятора и меньшей устойчивостью системы. Время переходного процесса для конфигурации САУ 1 со стандартными ПИ-регуляторами во внутреннем и внешнем контурах, рассчитанных согласно МРД, сложно оценить точно из-за слишком большого значения ошибки слежения, однако оно не превышает 0.002 секунд, что также удовлетворяет требованиям стандарта.

Также при имитационном моделировании были получены осциллограммы переходных процессов по напряжению при использовании во внешнем контуре САУ регуляторов 3-го и 4-го порядков, спроектированных в результате синтеза с настройкой на МО и СО, представленного в Главе 2 в выражениях (2.61)-(2.64). Результаты моделирования представлены ниже для выходного напряжения в статическом (Рисунок 4.28) и динамическом режимах работы (Рисунки 4.29-4.30), и в численном виде в Таблице 4.3.

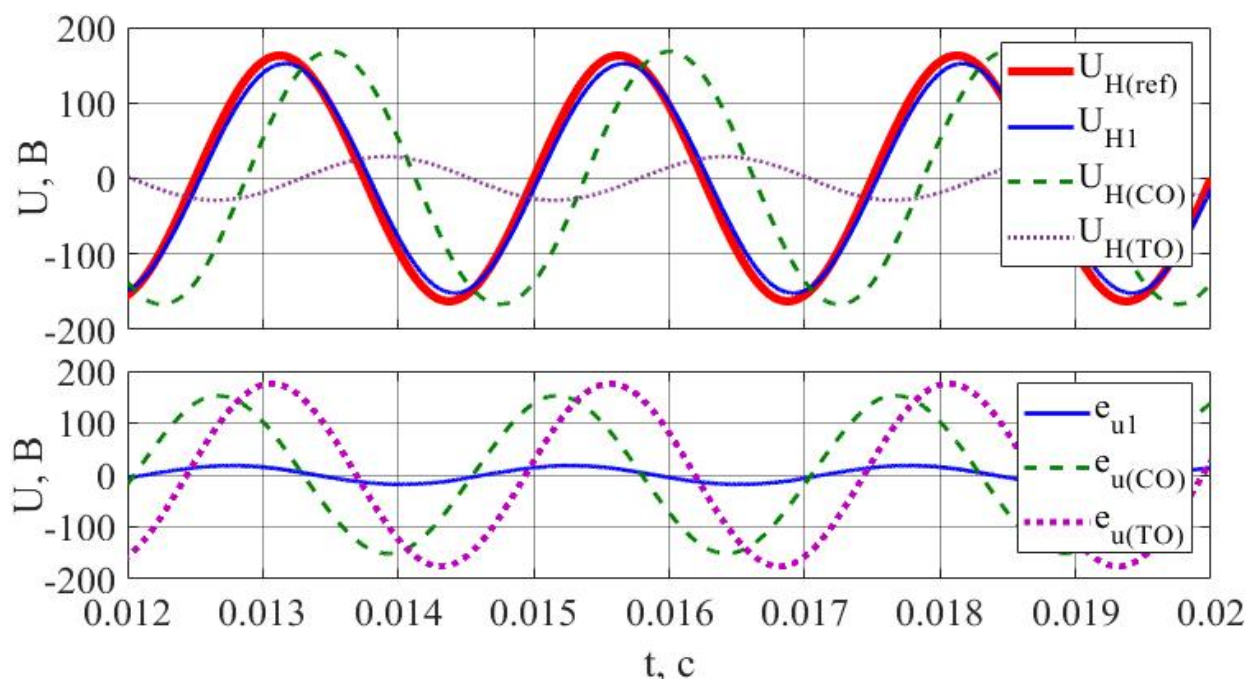


Рисунок 4.28—Осциллограммы напряжения нагрузки и ошибки слежения для САУ конфигурации 1 с двумя ПИ-регуляторами; для САУ с регулятором настроенным на СО; для САУ с регулятором настроенным на МО

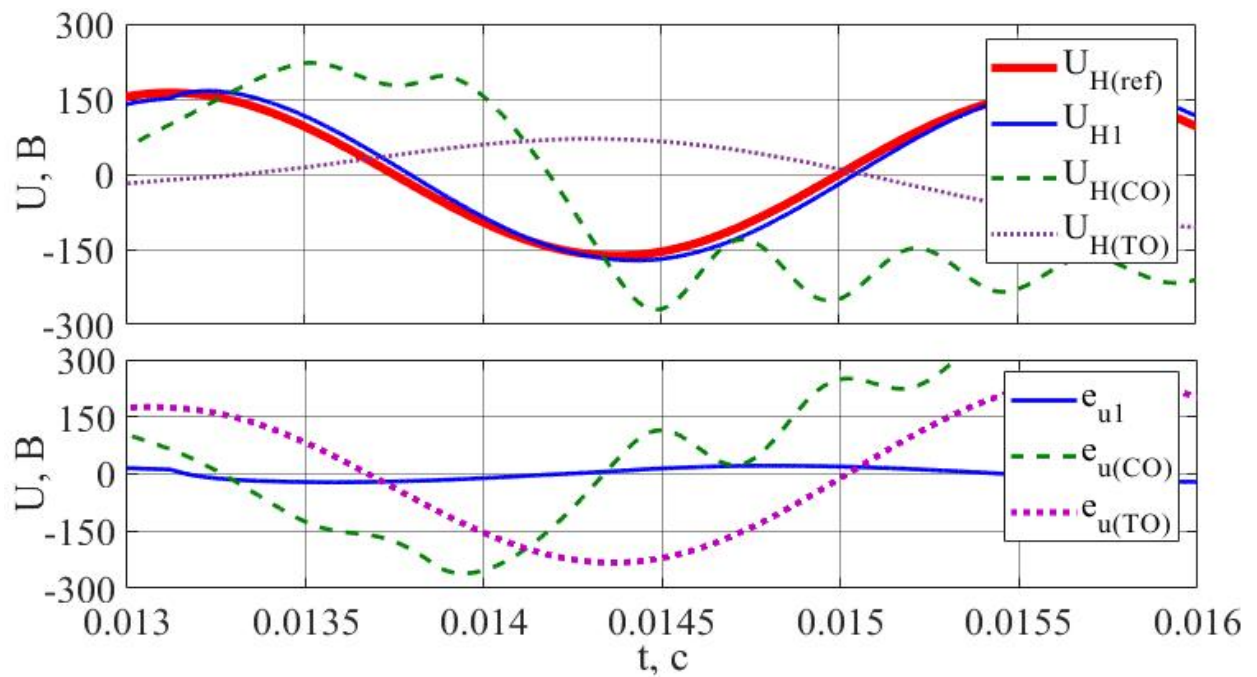


Рисунок 4.29—Осциллограммы напряжения нагрузки и ошибки слежения для конфигураций САУ 1 и САУ с регуляторами настроенными на ТО и СО при изменении мощности нагрузки от 160% до 10% от номинала

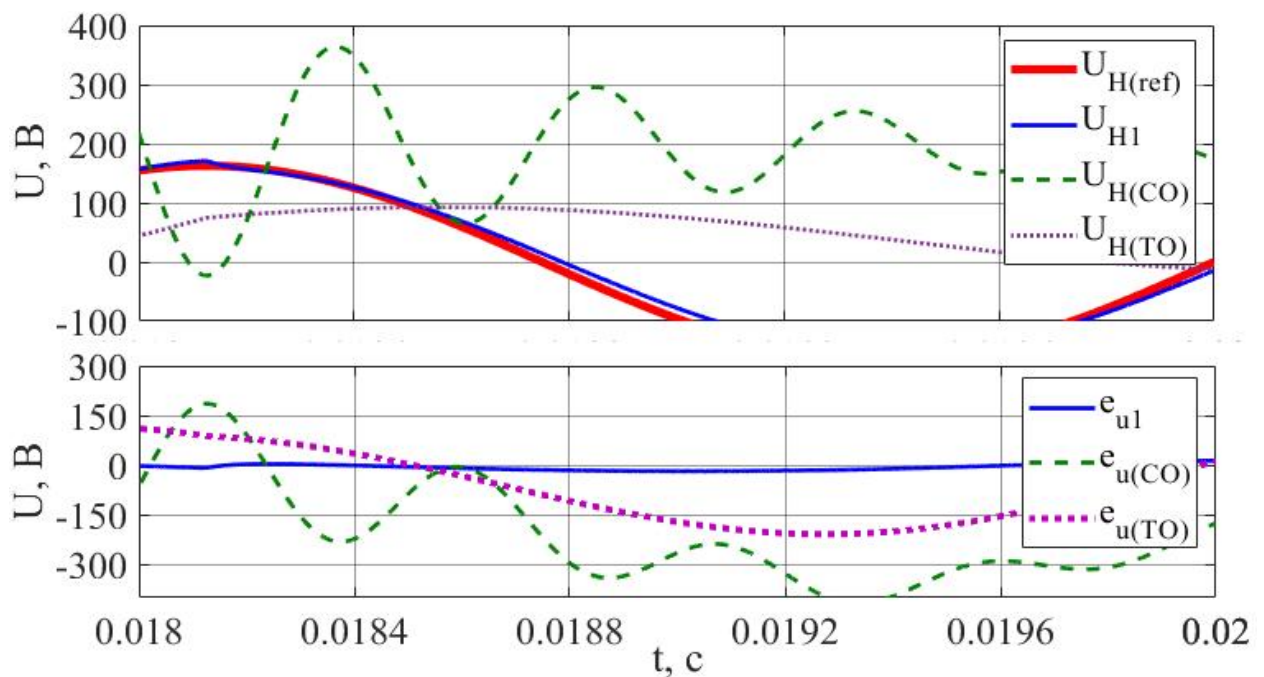


Рисунок 4.30—Осциллограммы напряжения нагрузки и ошибки слежения для конфигураций САУ 1 и САУ с регуляторами настроенными на ТО и СО при изменении мощности нагрузки от 10% до 160% от номинала

Согласно полученным результатам в статическом режиме работы настройка на модульный (технический) оптимум приводит к ошибке слежения около 82% (для $U_{H(1)} = 28.85\text{В}$), настройка на симметричный оптимум - к ошибке около 3%

(для $U_{H(1)} = 168.6\text{В}$), однако при этом наблюдается значительный сдвиг по фазе выходного напряжения, значительно превышающий пределы регламентированные стандартом (± 4 эл.град.). При переходных процессах можно отметить потерю устойчивости при использовании регулятора, настроенного на симметричный оптимум, что объясняется высокой чувствительностью регулятора 4-го порядка, синтезированного согласно известной методике. Кроме того, для нелинейной нагрузки не удалось добиться устойчивого режима при использовании по внешнему контуре регуляторов, настроенных на МО и СО.

Результаты моделирования для нелинейной трансформаторно-выпрямительной нагрузки при использовании САУ в конфигурации 5 (с фильтрацией 1-го порядка во внутреннем контуре (2.52) и добавлением резонансного регулятора(3.2) во внешнем контуре) представлены на Рисунках 4.31-4.33, численные значения измеренных выходных величин приведены в Таблице 4.3. Качественный вид выходного напряжения при моделировании 3Ф-ИН с несимметричной нагрузкой незначительно отличается от диаграммы, представленной на Рисунке 4.31 и отдельно не приводится, количественные показатели качества выходного напряжения указаны в Таблице 4.3. Полученные результаты позволяют заключить, что использование синтезированной САУ приводит к высокому качеству трехфазного напряжения на первичной обмотке трансформатора, с величиной ошибки менее 1% и незначительным увеличением коэффициента гармоник (на 0.02% относительно THD для симметричной нагрузки).

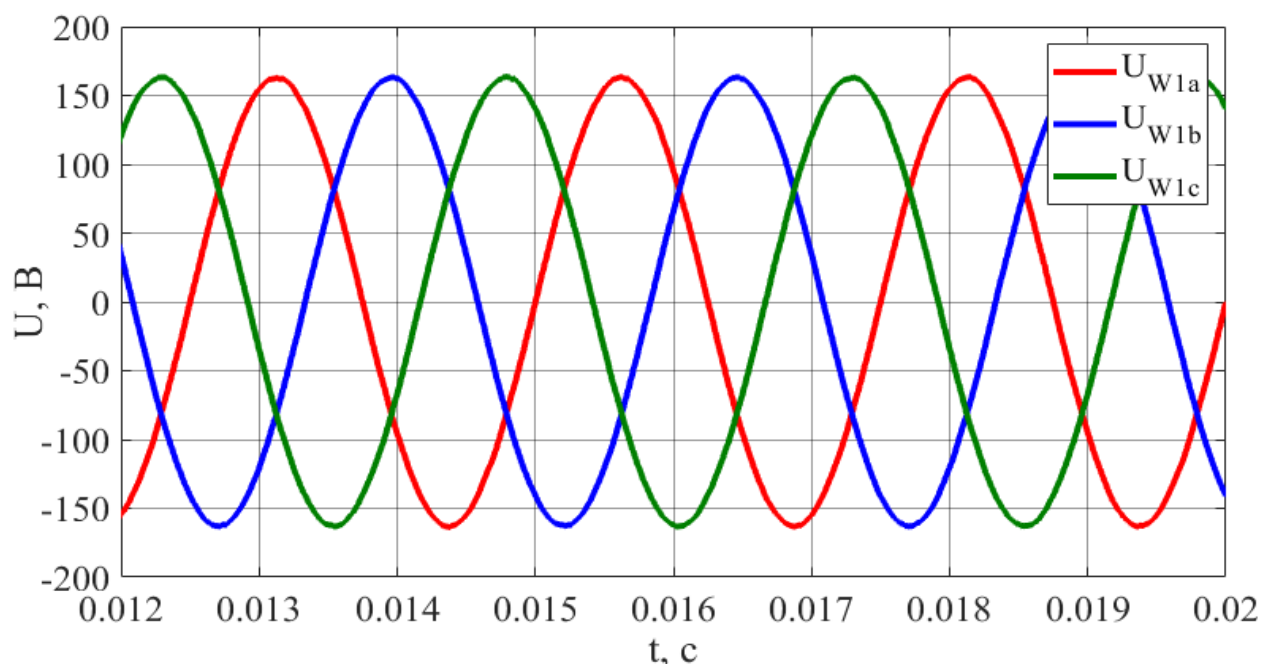


Рисунок 4.31—Осциллограммы трехфазного напряжения на первичной обмотке трансформатора

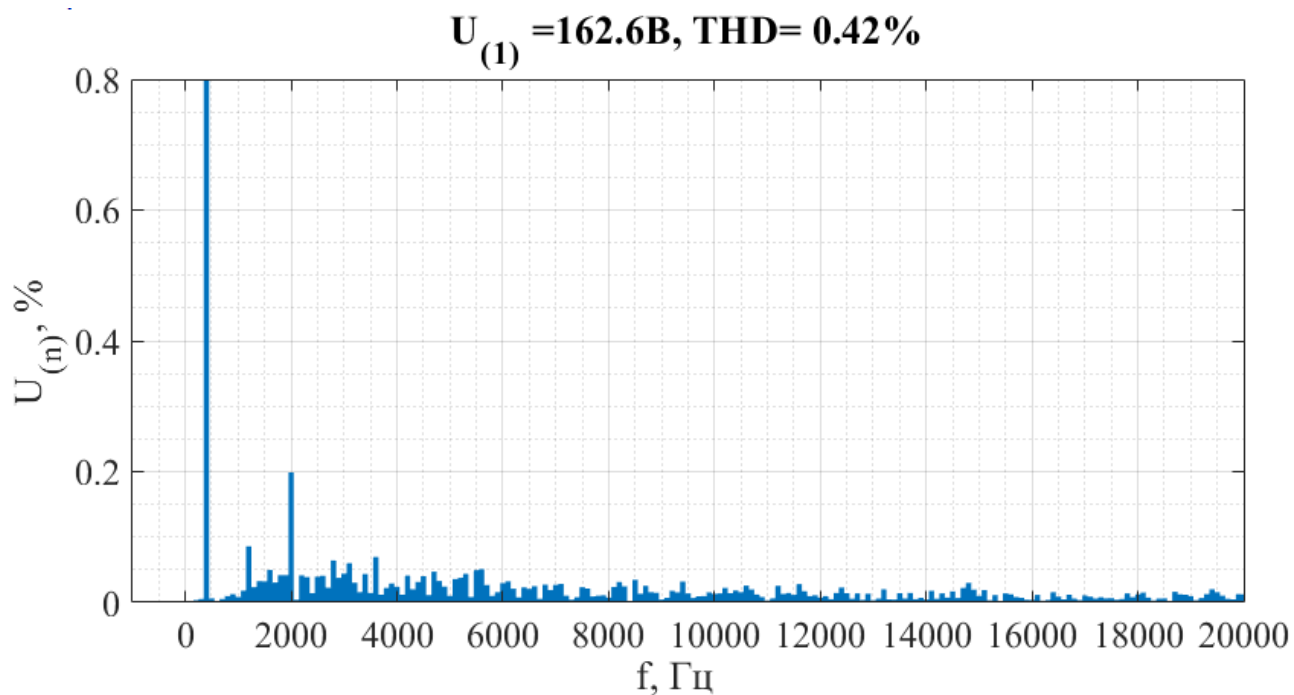


Рисунок 4.32—Спектральный состав напряжения фазы А на первичной обмотке трансформатора

Напряжение в выходном звене постоянного тока асимптотически стремится к значению 27В.

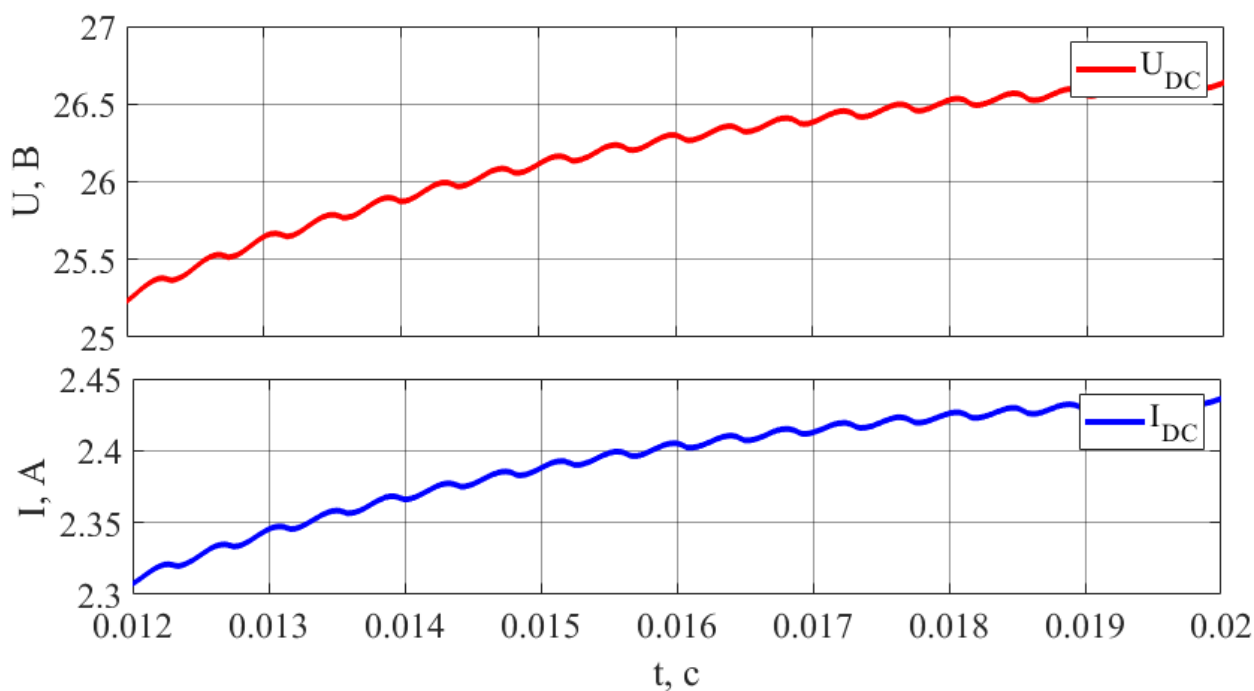


Рисунок 4.33—Напряжение и тока в выходном DC-звене

Под $\Delta\varphi$ в Таблице 4.3 понимается максимальный среди трех фаз сдвиг по фазе выходного напряжения относительно величины задания, равного 0, 120 и 240 электрических градусов для фаз А, В и С соответственно. Под $U_{H(1)}$ понимается

максимальное из трех фаз отклонение по действующему значению первой гармоники выходного напряжения от заданного значения 115 В. Под U_{3av} понимается среднее по трем фазам действующее значение напряжения. Под ΔU понимается небаланс напряжений, равный разности между максимальным и минимальным из трех фаз значениями амплитуды первой гармоники выходного напряжения. Требования к коэффициенту гармоник (THD) согласно стандарту [49] должны соответствовать 5% для линейной симметричной нагрузки и 8% для нелинейной / несимметричной нагрузки.

Таблица 4.3—Соответствие результатов моделирования для 3Ф-ИН требованиям ГОСТ [49] для всех предложенных конфигураций САУ при различных типах нагрузки

Конфигурация САУ	THD , %	$U_{H(1)}$, В	U_{3av} , В	ΔU , В	$\Delta\varphi$, эл.град.
Требования ГОСТ [49]	5 / 8	108÷119	114÷118	3	116÷124
<i>Симметричная линейная нагрузка</i>					
1 (ПИ+ПИ)	0.88	106.9	106.8	0.1	-5.3
2 (ПИ+ПИФ1)	0.47	106.9	106.8	0.1	-5.7
3 (ПИ+ПИФ2)	0.37	106.9	106.8	0.1	-5.9
4 (ПИР+ПИ)	0.88	115	115	0	0.001
5 (ПИР+ПИФ1)	0.4	115	115	0	0.001
6 (ПИД)	0.6	96.8	96.5	0	-10.6
7 (МО-рег.+ПИ)	0.71	28.85	20.39	0.01	-118.1
8 (СО-рег.+ПИ)	0.72	168.6	119.2	0.5	-54.30
9 (ПИД-рез.)	0.9	115	115	0	0.001
<i>Несимметричная линейная нагрузка</i>					
1 (ПИ+ПИ)	0.58	108.9	107.5	3	-12.4
5 (ПИР+ПИФ1)	0.6	115	115	0	0.002
7 (МО-рег.+ПИ)	4.84	8.8	8.84	0.1	-47
8 (СО-рег.+ПИ)	3.12	109.6	104.6	10.7	14.7
<i>Нелинейная трансформаторно-выпрямительная нагрузка</i>					
1 (ПИ+ПИ)	0.33	122.7	122.6	0.1	-7.1
5 (ПИР+ПИФ1)	0.5	115	115	0	0.0002

Также необходимо отметить, что частота выходного напряжения 115 В для всех приведенных в Таблице 4.3 конфигураций САУ отличается от величины задания, равной 400 Гц, не более чем на десятые доли Гц, и поэтому в таблице отдельно не приведена. Аналогичным образом не отражены такие параметры, как модуляция напряжений, модуляция частоты, коэффициент амплитуды, составляющей напряжения постоянного тока, в силу того, что для всех рассмотренных конфигураций САУ значения этих параметров в рамках имитационного моделирования удовлетворяют требованиям стандарта [49] с очень высокой точностью. При этом в рамках исследуемой системы значение коэффициента гармоник (THD) при любых конфигурациях САУ существенно ниже требований стандарта.

Выводы по главе 4

В данной главе получены следующие основные результаты:

1. Проведено имитационное моделирование для однофазного и трехфазного инверторов с системами автоматического управления, синтезированными согласно результатам Глав 2-3.
2. Выполнено моделирование для двухконтурной системы автоматического регулирования с добавлением резонансной составляющей и введением фильтрации высокочастотных составляющих. Продемонстрирована работоспособность системы автоматического управления синтезированной с использованием методики разделения движений.
3. Показано, что уменьшение ошибки слежения может быть достигнуто без пересчета/изменения параметров ПИ- или ПИД-составляющих регулятора, только с помощью введения резонансного регулятора.
4. Показано, что результаты аналитического расчета, проведенного в разделе 2.3, совпадают с результатами имитационного моделирования для САУ трехфазного инвертора с добавлением фильтрации во внутреннем контуре. Рассчитанные величины степени подавления высокочастотных пульсаций корректно описывают изменением величины пульсаций на полученных осциллограммах для модулирующего сигнала ШИМ.
5. Результаты имитационного моделирования показали возможность устранения режима насыщения ШИМ при использовании синтезированных систем с фильтрацией в каналах управления.
6. Результаты моделирования для САУ с регуляторами, настроенными на модульный и симметричный оптимумы, показали худшие результаты относительно

системы, настроенной согласно МРД, как при скачках мощности нагрузки, так и в установившемся режиме работы.

7. Полученные при имитационном моделировании результаты для двухконтурных САУ трехфазного инвертора показали, что предложенные методики расчета регуляторов на основе разделения темпов процессов позволяют обеспечить качество выходного генерируемого напряжения согласно требованиям ГОСТ Р 54073-2017 при симметричном, несимметричном и нелинейном типах нагрузки.

Глава 5 Экспериментальные исследования силовых преобразователей в составе системы возбуждения трехкаскадного синхронного генератора

5.1 Обзор аппаратных модулей

При проведении физического эксперимента рассматривалась задача управления однофазным инвертором напряжения для системы возбуждения в составе системы генерирования на основе трехкаскадного синхронного генератора (ТСГ). В современных авиационных СЭС комбинированного типа трехкаскадные синхронные генераторы достаточно часто применяются в качестве первичных источников энергии. Структурная схема данной системы представлена на Рисунке 5.1. Однофазный ИН в составе данной системы предназначен для формирования тока обмотки возбуждения возбудителя $I_{ОВ}$, который, в соответствии с принципом работы ТСГ, позволяет стабилизировать величину выходного трехфазного напряжения синхронного генератора U_{ABC} [140]. В качестве питания инвертора выступает трехфазное высокочастотное напряжение подвозбудителя в составе каскада электрических машин, которое зависит только от частоты вращения вала основного генератора (общего вала ТСГ). Это напряжение с помощью неуправляемого трехфазного выпрямителя преобразуется в постоянное напряжение U_{DC} , передаваемое непосредственно на вход 1Ф-ИН.

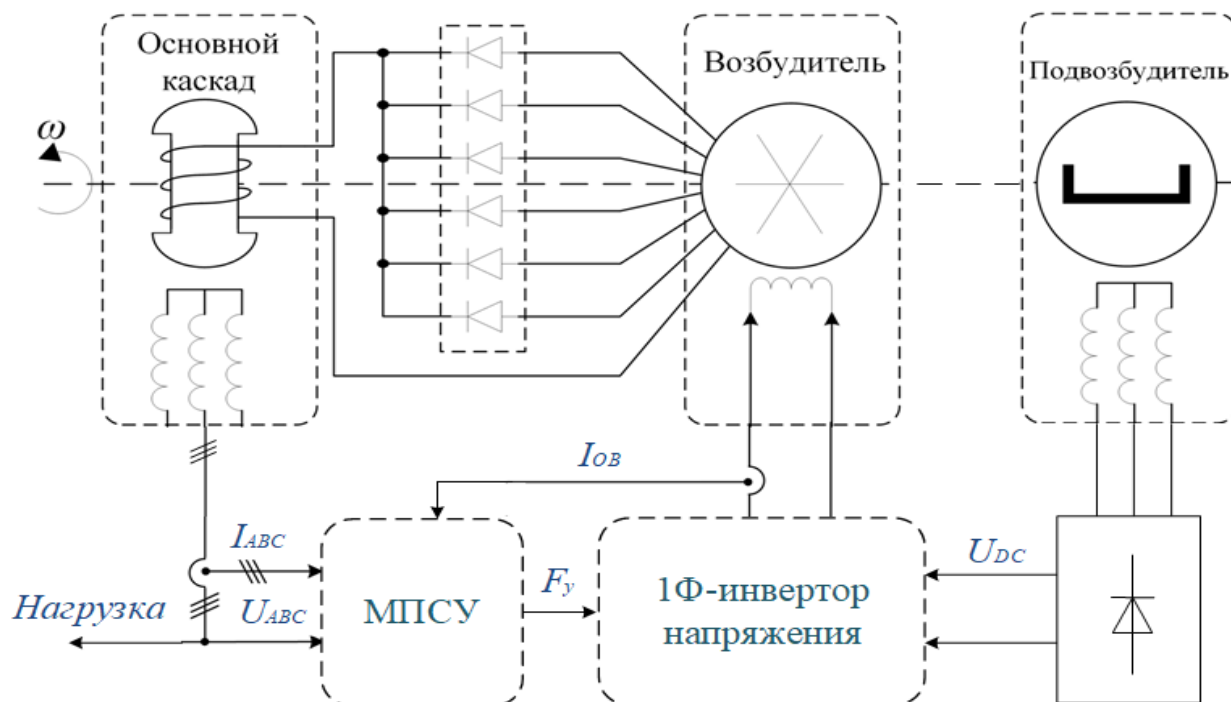


Рисунок 5.1—Структурная схема системы генерирования на основе трехкаскадного синхронного генератора

Инвертор напряжения выполнен в виде H -моста, состоящего из четырех полевых SiC -транзисторов, и входит в состав опытного образца блока регулирования напряжения (Рисунок 5.3) экспериментального стенда трехкаскадного синхронного генератора с номинальной мощностью 30 кВт, представленного на Рисунке 5.2.

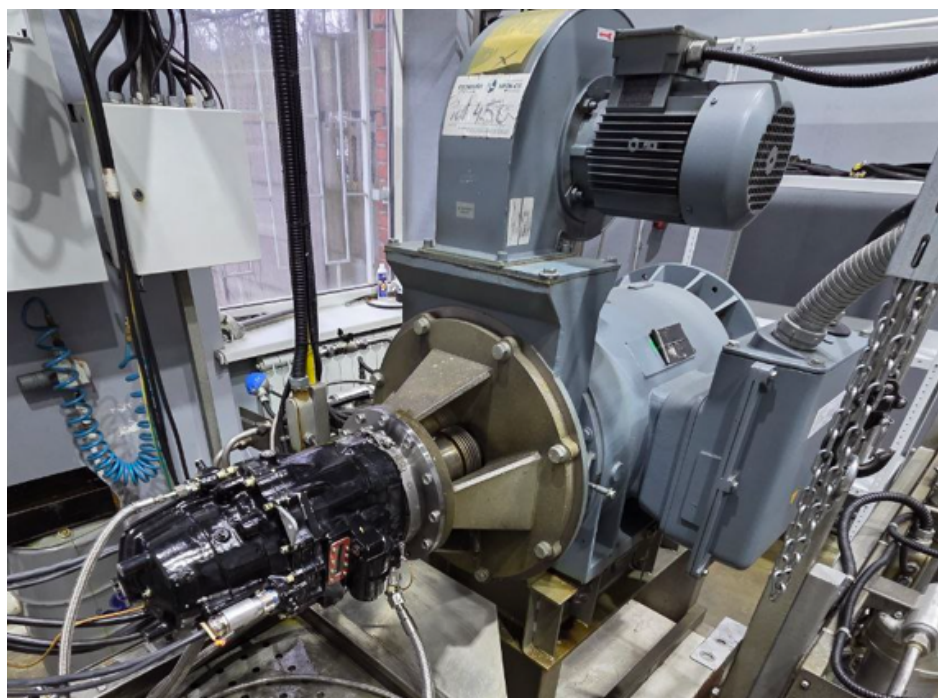


Рисунок 5.2—Электромеханический стенд испытаний трехкаскадного синхронного генератора

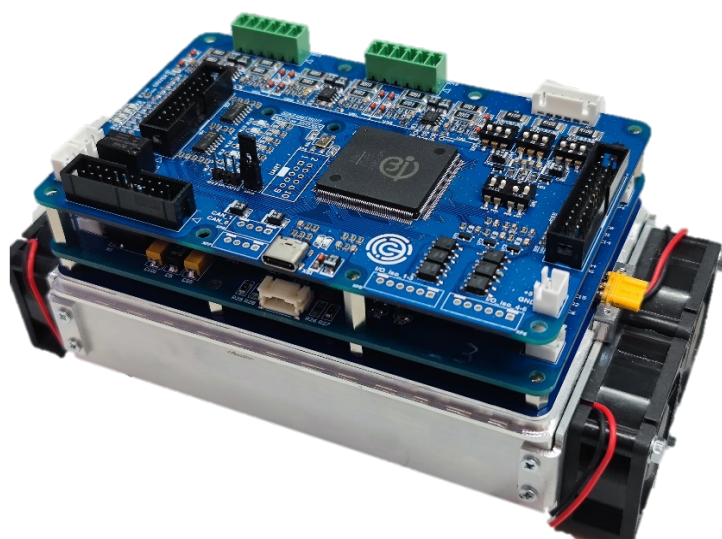


Рисунок 5.3—Опытный образец блока регулирования напряжения

Используемый для проведения физических экспериментов блок регулирования напряжения представляет собой преобразователь напряжения, состоящий

из последовательно соединенных неуправляемого трехфазного выпрямителя и транзисторного H -моста, с микропроцессорной системой управления (микроконтроллер K1921BK01T), датчиком тока обмотки возбуждения и цепями измерения напряжений и токов генератора, напряжения звена постоянного тока. Данный блок предназначен для формирования необходимого тока на обмотке возбуждения возбuditеля и реализации многоконтурной системы автоматического управления для генерации параметров выходного напряжения ТСГ в соответствии с ГОСТ 54073-2017 [49], рассмотренной в следующем разделе.

5.2 Синтез системы автоматического управления однофазного инвертора в составе блока возбуждения трехкаскадного синхронного генератора

Для управления 1Ф-ИН используется двухконтурная система автоматического управления, включающая в себя внутренний контур по току обмотки возбуждения возбuditеля (выходному току инвертора) и внешний контур по действующему значению выходного трехфазного напряжения ТСГ, представленная на Рисунке 5.4. Требования на качество генерируемого переменного напряжения (115 В / 400 Гц) и на показатели качества переходных процессов при синтезе САУ задаются исходя из требований ГОСТ 54073-2017 [49].

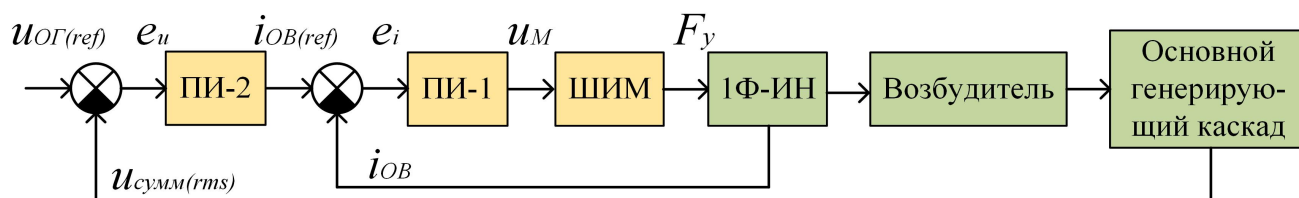


Рисунок 5.4—Структурная схема предлагаемой системы автоматического управления системы возбуждения

На Рисунке 5.4 под $i_{OB(ref)}$ и i_{OB} понимается задание на ток обмотки возбуждения возбuditеля и величина этого тока, получаемая по цепи обратной связи с датчика в силовой цепи, $u_{OG(ref)}$ и $u_{сумм(rms)}$ представляют собой задающий сигнал на действующее значение выходного переменного напряжения ТСГ для фазы А, и фактическое действующее значение этого напряжения, вычисляемое как среднее по трем фазам $u_{сумм(rms)} = (u_A(rms) + u_B(rms) + u_C(rms)) / 3$. Для обозначения ошибки слежения по выходному напряжению и току обмотки возбуждения используются параметры e_u и e_i соответственно. Под u_M понимается модулирующий сигнал ШИМ, генерируемый системой автоматического управления. В качестве F_y

обозначена последовательность управляющих импульсов для полупроводниковых ключей, формируемая с помощью ШИМ. В качестве регуляторов в синтезируемой САУ рассматриваются стандартные ПИ-регуляторы, рассчитанные в соответствии с методикой разделения движений, рассмотренные в Главе 2. Передаточная функция объекта управления для внутреннего контура также аналогична выражению (2.7), полученному в Главе 2 для однофазного инвертора. Соответственно, и выражения для системы автоматического управления и коэффициентов регуляторов для внутреннего контура не отличаются от выражений (2.8)-(2.15). Расчет параметров регуляторов во внешнем контуре по выходному напряжению осуществляется аналогичным образом. Согласно принципу подчиненного регулирования, быстродействие внутреннего контура должно значительно превышать быстродействие во внешнем контуре. Следовательно, при рассмотрении объекта управления во внешнем контуре можно ввести допущения о том, что к моменту вступления в работу регулятора внешнего контура переходные процессы во внутреннем контуре завершились. В таком случае необходимо рассмотреть только звенья, отражающие параметры возбудителя и основного генератора. Учитывая сложность конструкции трехкаскадного синхронного генератора [141, 142], его передаточная функция может быть приближенно представлена как ряд последовательно соединенных апериодических звеньев, с постоянными времени, характеризующими процессы в возбудителе и в основном генерирующем каскаде:

$$W_2(s) = \frac{1}{T_{ST1}s + 1} \cdot \frac{1}{T_{WG}s + 1} \cdot \frac{1}{T_{ST2}s + 1}, \quad (5.1)$$

где T_{ST1} – постоянная времени обмотки статора возбудителя, T_{ST2} – постоянная времени обмотки статора основного генератора, T_{WG} – постоянная времени обмотки возбуждения основного генератора. Все перечисленные постоянные времени рассчитываются исходя из величин индуктивности и активного сопротивления соответствующих обмоток, и, в зависимости от рассматриваемого типа электрических машин, могут принимать значения порядка $10^{-3} \dots 10^{-5}$. Таким образом, можно сделать вывод о том, что, исходя только из свойств объекта управления, быстродействие внешнего контура уже достаточно велико, а порядок постоянных времени во внутреннем и внешнем контуре сопоставим. Соответственно, принимая допущение о том, что постоянные времени во внутреннем и внешнем контуре имеют одинаковый порядок, и допущения о том, что данные постоянные времени значительно меньше требуемого быстродействия согласно ГОСТ 54073-2017

($t_{\text{ПП}} \approx 0.1 \text{ сек}$) [49], можно сделать вывод о том, что во внешнем контуре достаточно регулятора первого порядка.

Синтез регулятора во внешнем контуре также аналогичен проведенным ранее расчетам для контура по току. Передаточная функция для замкнутой системы управления с единичной обратной связью может быть представлена следующим образом (5.2), с использованием передаточных функций для объекта управления (5.1) и ПИ-регулятора (2.8):

$$W_U(s) = \frac{W_2(s) \cdot W_{PI2}(s)}{1 + W_2(s) \cdot W_{PI2}(s)}, \quad (5.2)$$

$$\begin{aligned} W_U(s) &= \frac{k_2 (s + T_2^{-1})}{(T_{ST1}s + 1)(T_{WG}s + 1)(T_{ST2}s + 1)\mu_2 s + k_2 (s + T_2^{-1})} \approx \\ &\approx \frac{k_2 (s + T_2^{-1})}{(T_2s + 1)\mu_2 s + k_2 (s + T_2^{-1})}. \end{aligned} \quad (5.3)$$

Здесь необходимо отметить, что при получении полиномов ПМД и ПБД требуется учитывать, что в рассматриваемой системе возможна только приближительная оценка постоянных времени T_{ST1} , T_{ST2} , T_{WG} , и они могут отличаться на 1-2 порядка. Поэтому при синтезе внешнего контура в качестве постоянной времени подсистемы медленных движений для расчета коэффициента усиления выбирается наибольшая постоянная времени, для соответствия наиболее длительным и медленным процессам в контуре, а характеристический полином замкнутой системы может быть приближенно представлен в сокращенном виде, как представлено во второй части выражения (5.3), в знаменателе дроби. Тогда выражения для характеристических полиномов ПМД и ПБД для внешнего контура согласно представленной в Главе 2 методике принимают следующий вид:

$$A_{U(\text{ПМД})}(s) = \lim_{\mu_2 \rightarrow 0} ((T_2s + 1)\mu_2 s + k_2 (s + T_2^{-1})) = k_2 (s + T_2^{-1}), \quad (5.4)$$

$$\lim_{\mu_2 \rightarrow 0} \left(\left(T_2\mu_2 \cdot \frac{p^2}{\mu_2^2} + \mu_2 \cdot \frac{p}{\mu_2} + k_2 \cdot \frac{p}{\mu_2} + k_2 T_2^{-1} \right) \cdot \mu_2 \right) = p (T_2 p + k_2),$$

$$A_{U(\text{ПБД})}(s) = T_2\mu_2 s + k_2. \quad (5.5)$$

Анализируя полиномы (5.4)-(5.5), по аналогии с расчетами для внутреннего контура могут быть получены коэффициенты ПИ-регулятора для внешнего контура:

$$k_2 \approx T_2 \approx \max \{T_{ST1}, T_{ST2}, T_{WG}\}, \quad (5.6)$$

$$\mu_2 = T_1, \quad (5.7)$$

$$T_2 = \mu_2 \cdot \eta. \quad (5.8)$$

Устойчивость процессов в подсистеме медленных движений аналогичным образом обеспечивается выбором $T_2 > 0$. Постоянные времени μ_2 и T_2 для внешнего контура (5.7)-(5.8) рассчитаны на основе быстрогодействия внутреннего контура таким образом, чтобы процессы в подсистеме медленных движений внешнего контура удовлетворяли требованиям на быстродействие согласно ГОСТ [49]. Коэффициент усиления (5.6), с учетом введенных ранее допущений, может быть рассчитан через постоянную времени ПМД для внешнего контура, обеспечивая таким образом и устойчивость быстрых процессов.

Также для реализации цифровых регуляторов в приведенной системе управления необходимо рассмотреть вопрос дискретизации. Так как используются стандартные ПИ-регуляторы, возможно использовать известные выражения. Коэффициенты для ПИ регулятора в стандартном виде (k_P , k_I) и в виде, используемом в МРД (k , T , μ) связаны следующими соотношениями:

$$k_P = \frac{k}{\mu}, \quad (5.9)$$

$$k_I = \frac{k \cdot T^{-1}}{\mu}. \quad (5.10)$$

При дискретизации обратным методом Эйлера выполняется следующая подстановка:

$$s = p = \frac{1 - z^{-1}}{T_s}, \quad (5.11)$$

где T_s – частота дискретизации, в рамках проводимого эксперимента составляющая 32 кГц. Вид передаточной функции ПИ-регулятора, с учетом выражений (5.9)-(5.11) и адаптированный под реализацию в дискретной системе:

$$G_{PI}(z) = k_P + k_I \cdot T_s \frac{1}{1 - z^{-1}}.$$

Таким образом, учитывая результаты проведенного в данном разделе синтеза можно перейти к рассмотрению микропроцессорной реализации синтезированной САУ и результатам испытаний на экспериментальном стенде.

5.3 Результаты испытаний синтезированной системы автоматического управления на экспериментальном стенде

Учитывая требования ГОСТ 54073-2017 [49], при расчете регуляторов время переходных процессов по выходному фазному напряжению было задано в диапазоне около 40-50 миллисекунд, для переходных процессов по току возбуждения – в 4-5 раз меньше, в соответствии с принципом подчиненного регулирования. Также для представленного экспериментального стенда известны следующие параметры обмотки возбуждения $R_H = R_{OV} \approx 10.1$ Ом и $L_H = L_{OV} \approx 37$ мГн, необходимые при расчете параметров регуляторов. Однако, в силу конструктивных ограничений, замеры параметров обмоток основного каскада провести невозможно, поэтому оценка постоянных времени электромеханических каскадов сделана исходя из совокупности доступных расчетных и теоретических данных для типовых электрических машин, применяемых в авиационных системах электроснабжения. Таблица 5.1 содержит параметры регуляторов, определенные на основе полученных формул и известных характеристик объекта управления.

Также необходимо отметить, что в ходе проведения экспериментов, с учетом использованных теоретических данных и сделанных выше допущений, оказалось необходимым скорректировать величины коэффициентов регуляторов для получения оптимальных показателей переходных процессов как току возбуждения, так и по напряжению. Экспериментально полученные оптимальные параметры регуляторов также приведены в Таблице 5.1.

Таблица 5.1—Параметры регуляторов

Параметр	k	μ	T	η
<i>PI-1 (теор.)</i>	0.03	$1.56 \cdot 10^{-4}$	$1.56 \cdot 10^{-3}$	10
<i>PI-1 (эксперим.)</i>	0.065	$1.64 \cdot 10^{-4}$	$1.64 \cdot 10^{-3}$	10
<i>PI-2 (теор.)</i>	$2 \cdot 10^{-3}$	$6.3 \cdot 10^{-3}$	$6.3 \cdot 10^{-2}$	10
<i>PI-2 (эксперим.)</i>	$2.34 \cdot 10^{-3}$	$3.9 \cdot 10^{-3}$	$3.9 \cdot 10^{-2}$	10

На Рисунках 5.5-5.6 ниже приведены результирующие осциллограммы работы блока регулирования напряжения в составе испытательного стенда при замыкании только внутреннего токового контура системы автоматического управления при различных величинах сигнала задания $i_{OB(ref)}$. Анализируя представленные результаты, можно заключить, что синтезированная одноконтурная система ав-

томатического управления позволяет получить статическую ошибку в установившемся режиме менее 10%.

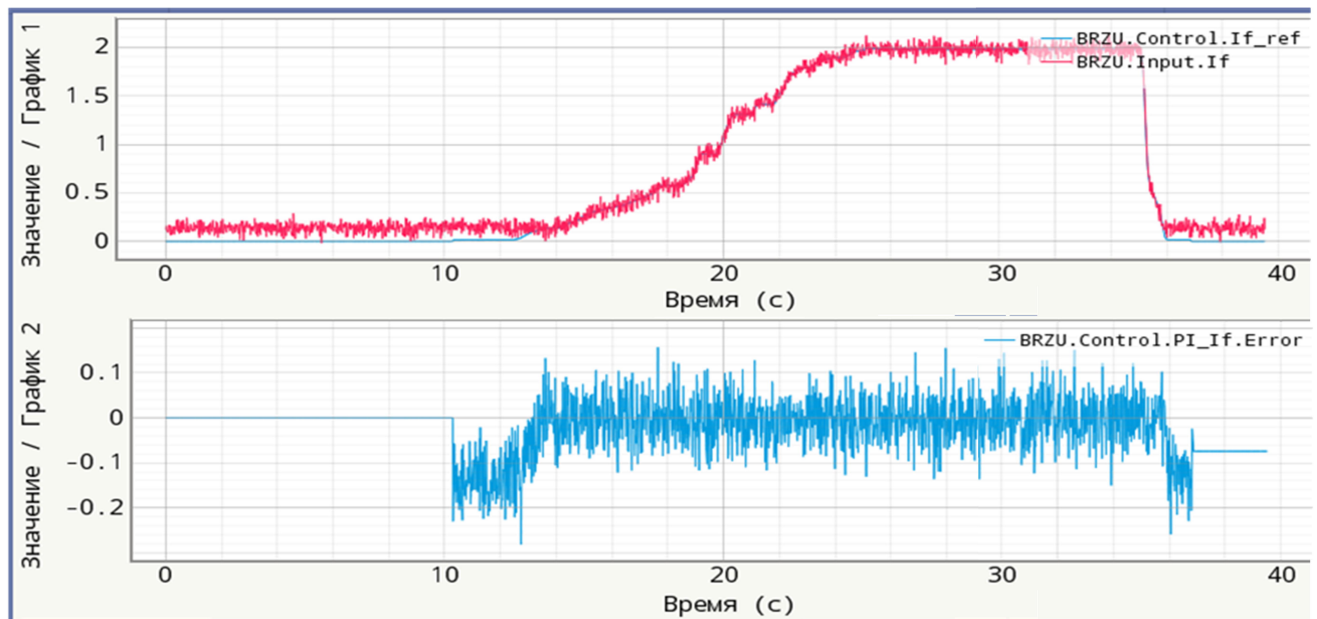


Рисунок 5.5—Осциллограммы сигнала обратной связи по току i_{OB} , сигнала задания по току $i_{OB(ref)}$, и ошибки слежения e_i при величине задания для внутреннего контура САУ 2 А

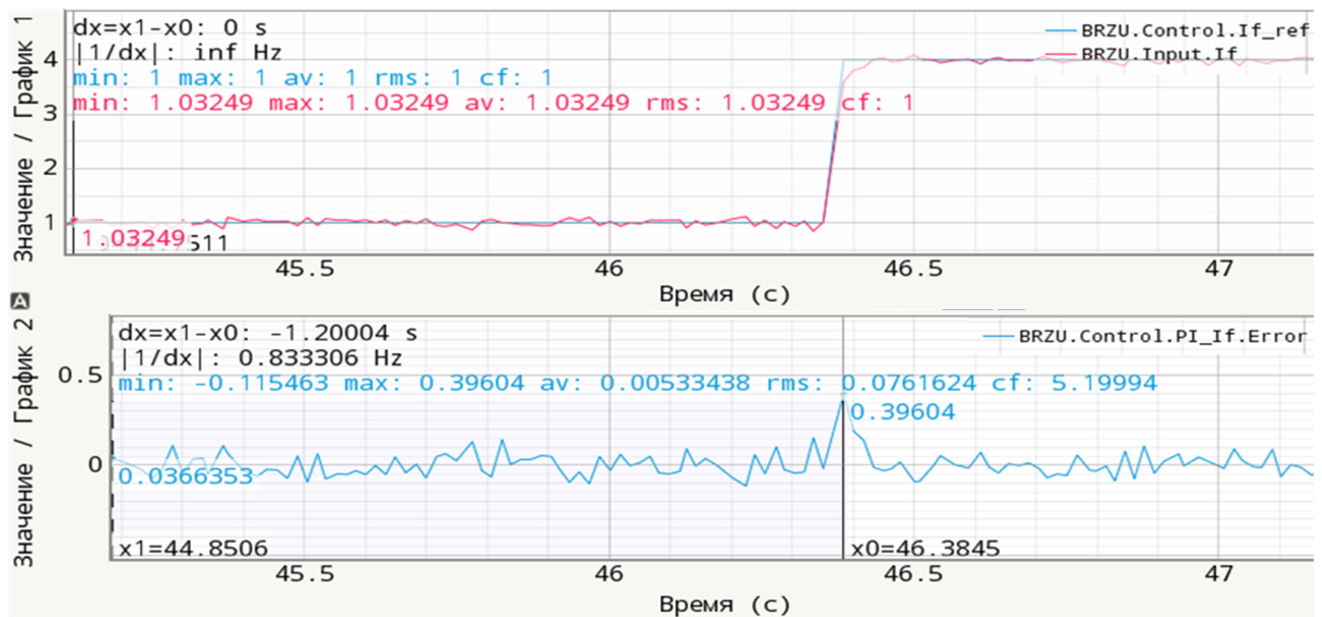


Рисунок 5.6—Осциллограммы сигнала обратной связи по току i_{OB} , сигнала задания по току $i_{OB(ref)}$, и ошибки слежения e_i при переходном процессе при изменении задания для внутреннего контура САУ от 1А до 4А

Экспериментально полученные осциллограммы переходных процессов по току и выходному напряжению ТСГ при использовании двухконтурной САУ приведены на Рисунках 5.7-5.9. Соответствие параметров полученных переходных

процессов требованиям ГОСТ на переходные процессы представлены на Рисунке 5.10.

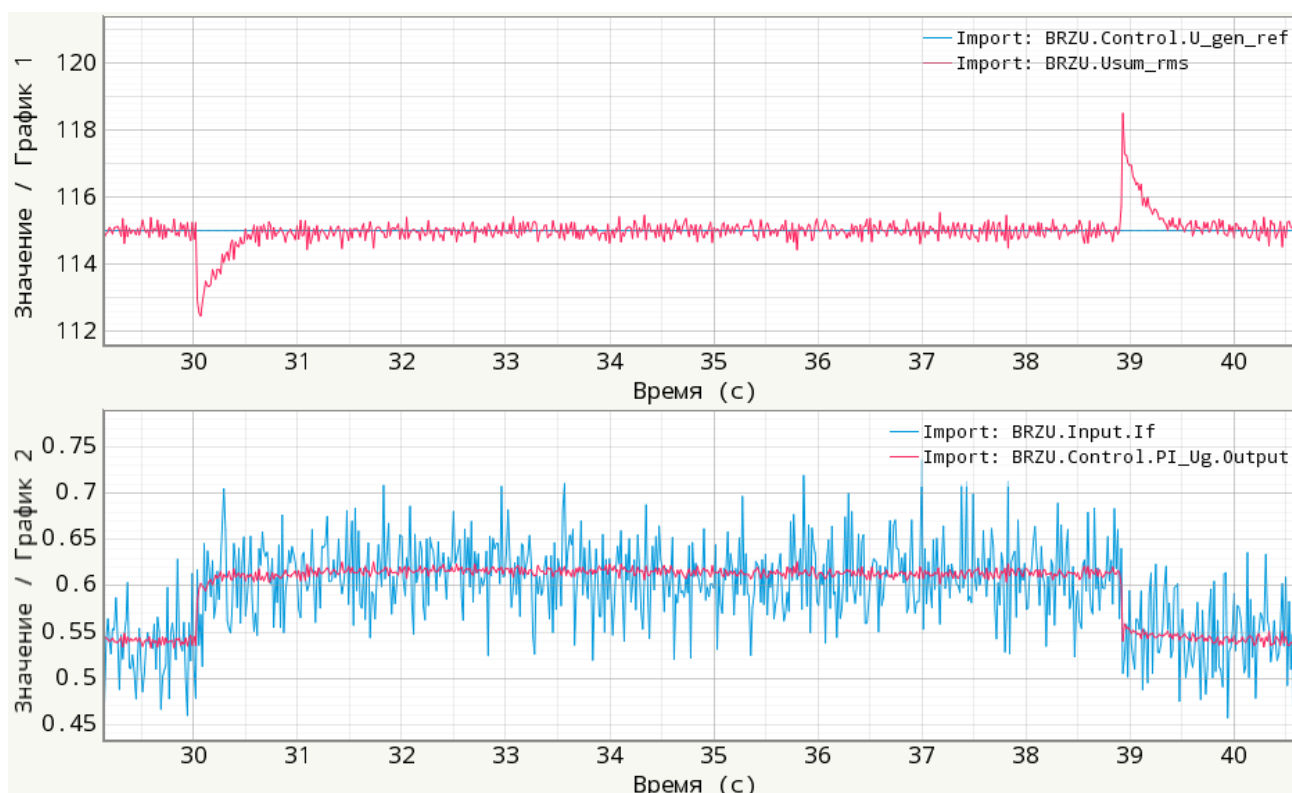


Рисунок 5.7—Осциллограммы переходных процессов по току обмотки возбуждения i_{OV} и действующему значению выходного напряжения ТСГ u_{OG} фазы А при изменении нагрузки с 0 кВт до 10 кВт и обратно

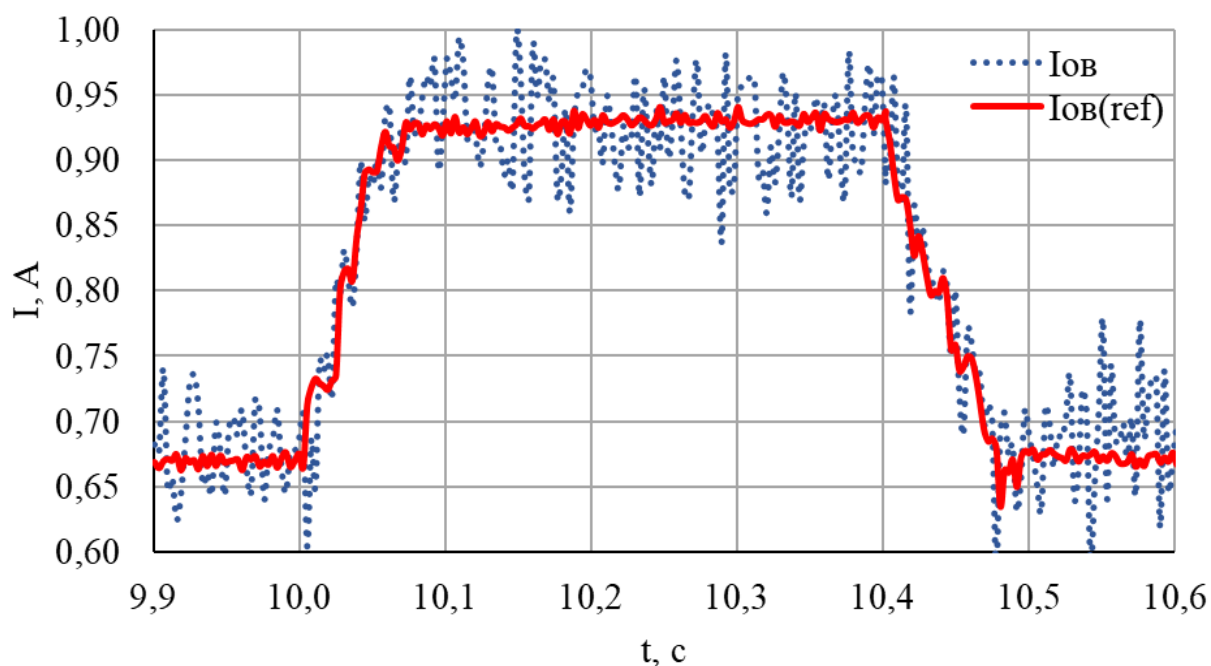


Рисунок 5.8—Осциллограммы переходных процессов по току обмотки возбуждения i_{OV} при изменении нагрузки с 30 кВт до 15 кВт и обратно

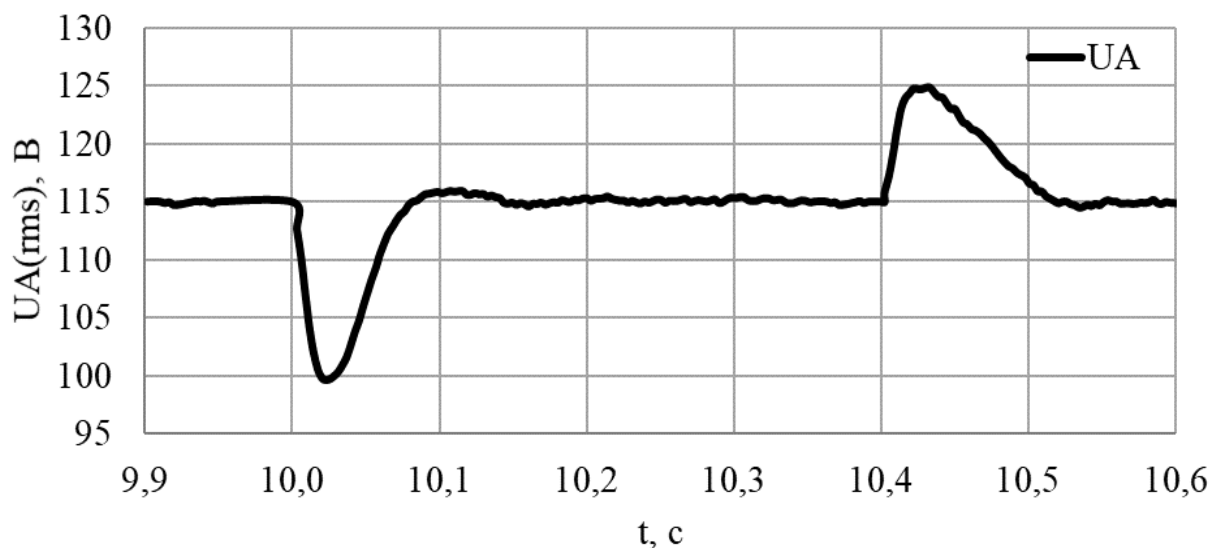


Рисунок 5.9—Осциллограммы переходных процессов по действующему значению выходного напряжения ТСГ $u_{ог}$ фазы А при изменении нагрузки с 30 кВт до 15 кВт и обратно

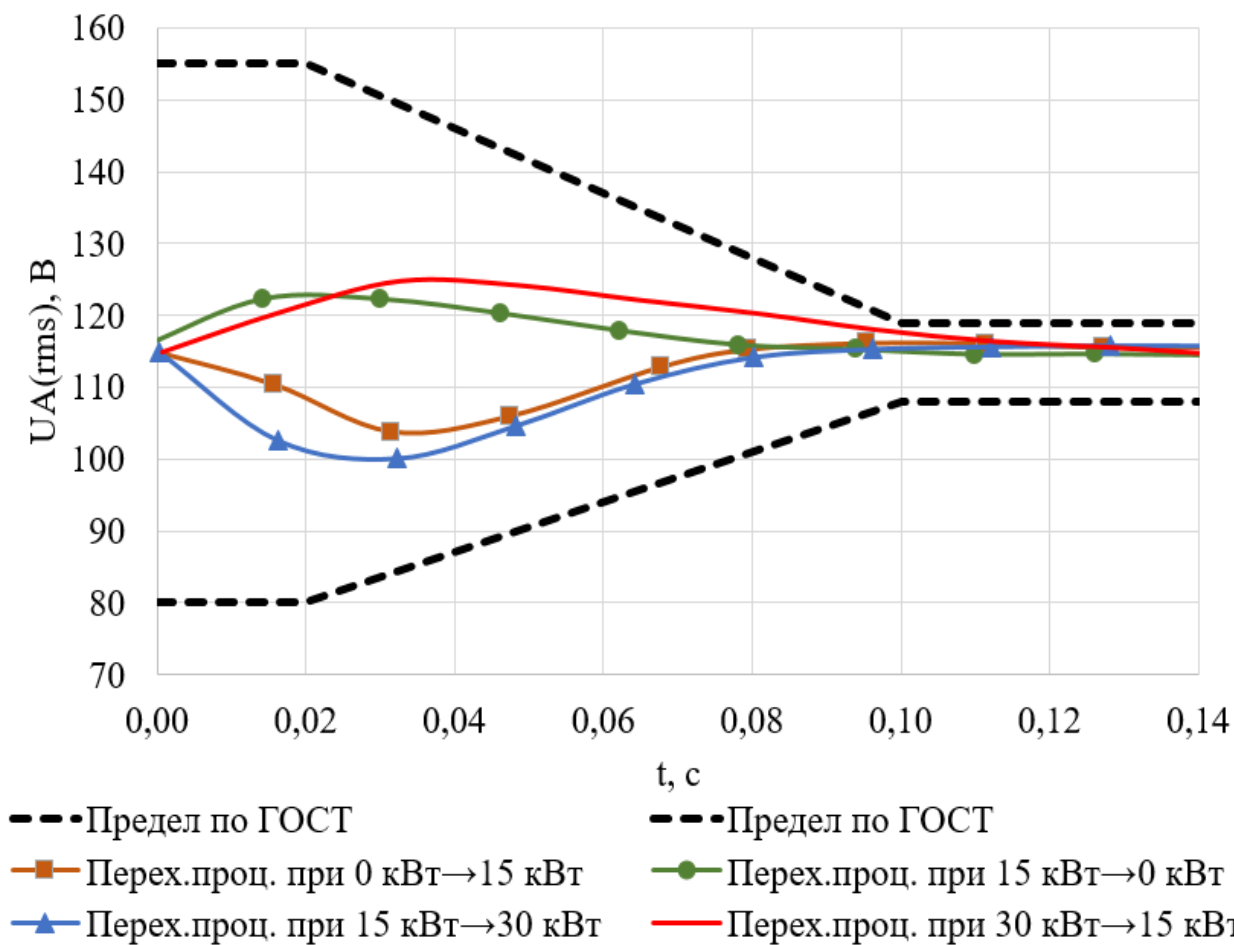


Рисунок 5.10—Диаграммы для переходных процессов по действующему значению выходного напряжения ТСГ $u_{ог}$ при различных изменениях мощности нагрузки

Выводы по главе 5

В данной главе получены следующие основные результаты:

1. Разработанные методики расчета были использованы при синтезе двухконтурной системы автоматического управления для однофазного инвертора напряжения в составе системы электроснабжения на основе трёхкаскадного синхронного генератора с использованием метода разделения движений.

2. Представлены результаты экспериментов на испытательном стенде ТСГ для одноконтурной и двухконтурной систем автоматического управления. Полученные результаты демонстрируют соответствие системы требованиям ГОСТ Р 54073-2017 на выходное переменное напряжение для бортовых систем переменного тока с постоянной частотой.

3. Теоретически рассчитанные постоянные времени регуляторов отличаются от определенных путем экспериментов менее чем на 40%, а коэффициенты усиления не более чем в 2 раза. С учетом принятых ранее допущений о величинах постоянных времени обмоток электрических машин и широкого диапазона возможных значений постоянных времени обмоток, на основе полученных результатов можно заключить, что выведенные теоретические соотношения для расчета коэффициентов регуляторов могут быть использованы при синтезе систем управления для аналогичных объектов.

4. Результаты экспериментов для системы электроснабжения на основе трёхкаскадного синхронного генератора показали эффективность применения расчетных соотношений, полученных согласно разработанным методикам.

Заключение

В результате данного диссертационного исследования была разработана и реализована методика синтеза системы автоматического управления для силовых полупроводниковых преобразователей, в частности инверторов напряжения, основанная на методологии с разделением темпов процессов в системе управления, с учетом возможности введения резонансных компонент и фильтрующих составляющих в контуры управления для повышения точности системы регулирования и качества генерируемого напряжения соответственно. В ходе диссертационного исследования решены следующие актуальные научно-технические задачи:

1. Разработана методика синтеза ПИ- и ПИД-регуляторов для инверторов напряжения на основе применения метода разделения движений. Разработанный алгоритм позволяет осуществить синтез многоконтурной системы автоматического управления с сохранением устойчивости системы при больших коэффициентах регуляторов и обеспечить требуемые показатели качества формируемого переменного напряжения в условиях изменения параметров нагрузки.

2. Разработана методика синтеза резонансных ПИ- и ПИД-регуляторов, использование которых позволяет обеспечить высокую точность формирования желаемого выходного напряжения и устранить влияние гармонического возмущения на ошибку регулирования в установившемся режиме без потери устойчивости. Предложенная методика расчета позволяет выбирать параметры резонансных составляющих независимо от параметров пропорциональных, интегральных, дифференциальных составляющих.

3. Разработана методика синтеза ПИ-регуляторов с фильтрацией высокочастотных ШИМ-пульсаций в каналах управления, использование которой позволяет существенно снизить уровень высокочастотных коммутационных пульсаций в модулирующем сигнале, улучшить спектральный состав генерируемого переменного напряжения, предотвратить переход в режим насыщения ШИМ, и которая может быть использована при разработке САУ для различных типов силовых преобразователей с использованием широтно-импульсной модуляции.

4. Эффективность разработанных методик была подтверждена результатами имитационного моделирования рассчитанных САУ для однофазного и трехфазного инверторов и результатами эксперимента для силового преобразователя в составе испытательного стенда трехкаскадного синхронного генератора.

Результаты диссертационного исследования были использованы:

- при разработке двухконтурной системы автоматического управления для инвертора напряжения в составе авиационной системы электроснабжения на базе трехкаскадного синхронного генератора в ходе реализации опытно-конструкторской работы «Разработка и изготовление универсального блока регулирования напряжения трехкаскадного синхронного генератора»;

- в образовательном процессе во время изучения дисциплины «Специальные главы теории автоматического управления» на кафедре Электроники и Электротехники Новосибирского государственного технического университета (НГТУ-НЭТИ), г. Новосибирск.

Список сокращений и условных обозначений

1Ф-ИН – однофазный инвертор напряжения
3Ф-ИН – трехфазный инвертор напряжения
АИН – автономный инвертор напряжения
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
ВСУ – вспомогательная силовая установка
ИН – инвертор напряжения
КПД – коэффициент полезного действия
ЛАЧХ – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика
ЛФЧХ – логарифмическая фазочастотная характеристика
МО – модульный оптимум
МРД – метод разделения движений
ПБД – подсистема быстрых движений
ПИ – пропорционально-интегральный
ПИД – пропорционально-интегрально-дифференциальный
ПИР – пропорционально-интегральный с резонансной частью
ПИФ1 – пропорционально-интегральный с фильтром первого порядка
ПИФ2 – пропорционально-интегральный с фильтром второго порядка
ПМД – подсистема медленных движений
ПО – программное обеспечение
САУ – система автоматического управления
СО – симметричный оптимум
СЭС – система электроснабжения
ТСГ – трехкаскадный синхронный генератор
ШИМ – широтно-импульсная модуляция
ШИР – широтно-импульсное регулирование
ЭДС – электродвижущая сила
GaN – нитрид галлия
SiC – карбид кремния
THD – total harmonic distortion

Список литературы

1. *Панкратов В. В., Нос О. В., Зима Е. А.* Избранные разделы теории автоматического управления: учеб. пособие. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. — С. 223.
2. *Sevostyanov N. A.* Current sharing in decentralized dc microgrids with frequency-selective impedance control // *Proceedings of the energy conversion congress and exposition.* — 2021. — С. 189—193.
3. Частотный метод синтеза систем автоматического управления учебное пособие / П. П. Тумеля [и др.]. — Москва : Изд-во МАИ, 2017. — С. 61.
4. Frequency Method of Synthesis of Control Systems for Mobile Machines / A. Prokopen [и др.] // *Automation and Control in Technical Systems.* — 2015. — Т. 2. — С. 83—97.
5. *Марголис Б. И., Мешков И. С.* Синтез настроек регуляторов в системах автоматического управления методом расширенных частотных характеристик // *Вестник КГУ.* — 2014. — Т. 20. — С. 31—33.
6. *Емельянова Т. А.* Параметрический синтез многоконтурных систем автоматического управления: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.05. — Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2019. — С. 157.
7. *Garganeev A. G., Aboelsaud R., Ibrahim A.* Voltage control of autonomous three-phase four-leg VSI based on scalar PR controllers // *Proceedings of 20th IEEE Int. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnol. and Electron Devices.* — 2019. — С. 558—564.
8. *Gorbunov R. L., Sevostyanov N. A., Shtein D. A.* Frequency-Selective Impedance Control for DC Microgrids // *Proceedings of 2020 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon).* — 2020. — С. 330—338.
9. *Gorbunov R. L., Sevostyanov N. A.* Resonant Controllers Design for Frequency-Selective Impedance Controlled DC Microgrids // *Proceedings of 2021 IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM).* — 2021. — С. 348—353.

10. *Sevostyanov N. A., Gorbunov R. L.* Control strategy to mitigate voltage ripples in droop-controlled DC microgrids // *IEEE Transactions on Power Electronics*. — 2023. — Т. 38, вып. 12. — С. 15377—15389.
11. *Nos O. V., Makyš P., Kharitonov S. A.* Modified Resonant Controllers with Time Delay Compensation // *Proceedings of 2021 XVIII International Scientific Technical Conference Alternating Current Electric Drives (ACED)*. — 2021. — С. 1—5.
12. *Xia C., Ji B., Yan Y.* Smooth Speed Control for Low-Speed High-Torque Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Proportional–Integral–Resonant Controller // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. — 2015. — Т. 62, № 4. — С. 2123—2134.
13. Torque ripple minimization of permanent magnet synchronous motor using a new proportional resonant regulator / J. Gao [и др.] // *IET Power Electronics*. — 2017. — Т. 10, № 2. — С. 208—214.
14. *Gomez Yepes A.* Digital Resonant Current Controllers for Voltage Source Converters: Phd. at the University of Vigo. — University of Vigo, Spain, 2011. — С. 215.
15. *Мееров М. В.* О системах авторегулирования, устойчивых при сколь угодно большом коэффициенте усиления // *Автоматика и телемеханика*. — 1947. — Т. 8, № 4. — С. 225—242.
16. *Мееров М. В.* Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. — М.: Гос. изд. физ. мат. лит., 1959. — С. 284.
17. *Молчанов А. М.* Об устойчивости нелинейных систем. — Пущино : Институт математических проблем биологии РАН, 2013. — С. 103.
18. *Юркевич В. Д.* Расчёт и настройка регуляторов для нелинейных систем с разнотемповыми процессами // *Автометрия*. — 2012. — Т. 48, № 5. — С. 24—31.
19. *Уткин В. А.* Синтез систем управления на основе метода разделения движений : автореферат дис. ... доктора технических наук : 05.13.01. — Рос. акад. наук. Ин-т проблем упр. им. В. А. Трапезникова РАН. — Москва, 2000. — С. 45.

20. *Rogova N. S., Yurkevich V.* PWM controller design for DC motor drive via time-scale separation technique // Proceedings of 2016 13th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE). — 2016. — Т. 3. — С. 1—1.
21. *Yurkevich V. D.* Multi-channel control system design for a robot manipulator based on the time-scale method // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. — 2016. — Т. 52, вып. 2. — С. 196—202.
22. *Юркевич В. Д.* Многоканальные системы управления. Синтез линейных систем с разнотемповыми процессами: учеб. пособие. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. — С. 183.
23. *Баховцев И. А.* Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ: дис. ... д-ра. техн. наук: 05.09.12. — Новосиб. гос. техн. ун-т., 2017. — С. 452.
24. ГОСТ 23414-84. Преобразователи электроэнергии полупроводниковые. Термины и определения - Введ. 2012-07-01. — М.: Стандартинформ, 2012. — С. 36.
25. *Зиновьев Г. С.* Силовая электроника: учеб. пособие для бакалавров. — М.: Издательство Юрайт, 2012. — С. 667.
26. *Бедфорд Б., Хофт Р.* Теория автономных инверторов, перевод с англ. под ред. И.В. Антика. — М.: Энергия, 1969. — С. 280.
27. High-Performance Motor Drives / M. P. Kazmierkowski [и др.] // IEEE Industrial Electronics Magazine. — 2011. — Т. 5(3). — С. 6—26.
28. *Mohr M., Fuchs F. W.* Comparison of Three Phase Current. Source Inverters and Voltage Source Inverters Linked with DC to DC Boost Converters for Fuel Cell Generation Systems // 11th European Conference Power on Electronics and Applications. — 2005. — С. 1—10.
29. Current Source Topology for Wind Turbines With Decreased Mains Current Harmonics, Further Reducible via Functional Minimization / P. Tenca [и др.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2008. — Т. 23, № 3. — С. 1143—1155.
30. *Гузеев Б. В., Хакимьянов М. И.* Структурные схемы современных высоковольтных преобразователей частоты // Электронный научный журнал «Нефтегазовое дело». — 2012. — № 2. — С. 4—11.

31. *Чаплыгин Е. Е.* Инверторы напряжения и их спектральные модели: учебное пособие по курсам «Автономные преобразователи» и «Моделирование электронных устройств и систем». — М.: Издательство МЭИ, 2003. — С. 64.
32. *Иванов А. Г., Нудельман Г. С.* Трехфазные автономные инверторы для солнечной энергетики // *Электричество*. — 2013. — № 7. — С. 66—71.
33. Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и энергетики / Н. Донской [и др.] // *Силовая электроника*. — 2008. — № 1. — С. 43—46.
34. *Bose B.* Power electronics and motor drives: advances and trends. — Academic Press, New York, 2006. — С. 936.
35. *Akagi H., Watanabe E. H., Aredes M.* Instantaneous power theory and applications to power conditioning. — John Wiley-IEEE Press, New York, 2007. — С. 375.
36. *Rashid M. H.* Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications. — Elsevier, 2010. — С. 1192.
37. *Kazimierczuk M. K., Czarkowski D.* Resonant power converters. — John Wiley, Sons Inc., New York, 2012. — С. 640.
38. *Pfisterer H. J., Spath H.* Switching behavior of an auxiliary resonant commutated pole (ARCP) converter // *IEEE International Power Electronics Congress CIEP*. — 2000. — С. 359—364.
39. *Lakshminarasamma N., Swaminathan B., Ramanarayanan V.* A unified model for the ZVS DC/DC converters with active clamp // *IEEE PESC*. — 2004. — Т. 3. — С. 2441—2447.
40. Mathematical Modeling of Operation Modes of the Starter-Generator / N. M. Maksimov [и др.] // *IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus)*. — 2021. — С. 1009—1013.
41. Design of Power Hardware-in-the-Loop Simulations for Integrated Starter-Generator Systems / L. Zhu [и др.] // *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. — 2018. — Т. 5. — С. 80—92.
42. *Díez-Maroto L., Rouco L., Fernández-Bernal F.* Modeling, Sizing, and Control of an Excitation Booster for Enhancement of Synchronous Generators Fault Ride-Through Capability: Experimental Validation // *IEEE Transactions on Energy Conversion*. — 2016. — Т. 31, вып. 4. — С. 1304—1314.

43. Харитонов А. С. Анализ системы электроснабжения постоянного тока летательных аппаратов: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03. — Новосиб. гос. техн. ун-т., 2021. — С. 208.
44. Электрооборудование 190 летательных аппаратов. Т. 2 Элементы и системы электрооборудования – приемники электрической энергии / С. Грузков [и др.]. — М.: Издательство МЭИ, 2008. — С. 552.
45. Электрооборудование летательных аппаратов: учебник для вузов / С. Грузков [и др.]. — М.: Издательство МЭИ, 2005. — С. 568.
46. Zharkov M. A., Sarakhanova R. Y. Analysis of Current State of the Starting Device for Aircraft Gas Turbine Engines // Proceedings of 2020 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon). — 2020. — С. 383—388.
47. Кульманов В. И. Разработка и исследование микропроцессорной инверторной системы питания с генератором переменной частоты для воздушных судов: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03. — Москва, 2017. — С. 194.
48. Лёвин А. В., Халютин С. П., Жмуров Б. В. Тенденции и перспективы развития авиационного электрооборудования // Научный вестник МГТУ ГА. — 2015. — 213(3). — С. 50—57.
49. ГОСТ Р 54073-2017. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии - Введ. 2018-06-01. — М.: Стандартинформ, 2018. — С. 39.
50. Дунаев М. П., Довудов С. У. Сравнение энергоэффективности схем автономных инверторов напряжения с синусоидальной широтно-импульсной и частотно импульсной модуляцией // Электротехнические системы и комплексы. — 2021. — 4(53). — С. 50—55.
51. Голембиовский Ю. М., Щербаков А. А. К вопросу о выборе оптимальных параметров многоуровневого автономного инвертора напряжения // Вестник Саратовского Государственного Технического Университета. — 2011. — 1(59). — С. 194—199.
52. Щербаков А. А. Сравнительная оценка методов и средств повышения качества выходной электрической энергии автономных инверторов напряжения : автореферат дис. ... кандидата технических наук : 05.09.12. — Саратов, 2013. — С. 20.

53. *Siwakoti Y. P., Forouzes M., Pham N. H.* Power Electronics Converters - An Overview // *Control of Power Electronic Converters and Systems*. — 2018. — Т. 1. — С. 3—29.
54. *Strzelecki R., Zinoviev G.* Overview of Power Electronics Converters and Controls // *Strzelecki, R., Benysek, G. (eds) Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks. Power Systems*. — 2008. — С. 55—105.
55. *Глазенко Т. А., Томасов В. С.* Состояние и перспективы применения полупроводниковых преобразователей в приборостроении // *Изв. Вузов. Приборостроение*. — 1996. — Т. 39. — С. 5—12.
56. *Худобердин И. И., Рахматуллин И. Р., Пионтковская С. А.* Новые материалы для высокоэффективных преобразователей энергии // *Вестник науки*. — 2024. — Т. 2, 7(76). — С. 455—466.
57. *Подзывалов И. М., Егоров Д. О., Пионтковская С. А.* Применение широкосзонных полупроводников в авиации: преимущества и вызовы // *Вестник науки*. — 2026. — Т. 4, 6(99). — С. 907—913.
58. *Holmes D. G., Lipo. – Hoboken T. A.* Pulse width modulation for power converters: principles and practice. — NJ: John Wiley, 2003. — С. 669.
59. *Темников Ф. Е.* Методы и модели разветвляющихся систем. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — С. 136.
60. *Сандлер А. С., Гусяцкий Ю. М.* Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией для управления асинхронными двигателями. — М.: Энергия, 1968. — С. 96.
61. *Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М.* Основы преобразовательной техники: Учебник для вузов. — М.: Высш. школа, 1980. — С. 424.
62. *Забродин Ю. С.* Автономные тиристорные инверторы с широтноимпульсным регулированием. — М.: Энергия, 1977. — С. 136.
63. *Зиновьев Г. С., Попов В. И.* Анализ способов формирования кривой выходного напряжения автономных инверторов напряжения // *Преобразовательная техника: Межвуз. сб. науч. трудов: в 2-х кн.* — 1968. — С. 79—95.
64. *Слепов Н. Н., Дроздов Б. В.* Широтно-импульсная модуляция. — М.: Энергия, 1978. — С. 192.

65. *Обухов С. Г., Чаплыгин Е. Е., Раменский Д.* Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения. — 2019. — С. 21.
66. *Busse A., Holtz J.* Multiloop control of a unity power factor fast-switching AC to DC converter // Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. — 1982. — С. 171—179.
67. *Jardan K., Dewan R. S. B., Slemon G.* General analysis of three-phase inverters // IEEE Transactions Industry Applications. — 1969. — Т. 5, № 6. — С. 672—679.
68. *Архангельский Н. Л., Чистосердов В. Л.* Формирование алгоритмов управления в частотноуправляемом электроприводе // Электротехника. — 1994. — № 3. — С. 48—52.
69. *Белоусов И. В., Самосейко В. Ф., Бровцинова Л. М.* Сравнительный анализ методов широтно-импульсной модуляции // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2018. — Т. 10, № 2. — С. 420—429.
70. *Kazmierkowski M. P., L. M.* Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey // IEEE Trans. Ind. Electron. — 1998. — № 5. — С. 691—703.
71. *Востриков А. С., Французова Г. А.* Теория автоматического регулирования: Учеб. Пособие. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. — С. 364.
72. *Бесекерский В. А., Попов Е. П.* Теория систем автоматического управления: [линейные системы, нелинейные системы, импульсные системы, цифровые и адаптивные системы, критерии устойчивости, случайные процессы]. — СПб.: Изд-во «Профессия», 2004. — С. 747.
73. *Гарганеев А. Г., Харитонов С. А.* Перспективные системы электроснабжения самолета с полностью электрифицированным оборудованием // Доклады ТУСУРа. — 2009. — 2(20). — С. 185—192.
74. *Жораев Т. Ю.* Повышение качества электрической энергии бортовой системы генерирования на базе автономного инвертора напряжения: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03. — Новосибирск, 2009. — С. 21.
75. Frequency control of power system with solar and wind power stations installed by flow control of HVDC interconnection line / K. Tada [и др.] // Proc. of 20th Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS). — 2017. — С. 1—5.

76. *Prodanovic M., Green T. C.* Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection // IEEE Trans. on Power Electronics. — 2003. — Т. 18, № 1. — С. 373—380.
77. A simplified DQ Controller for Single-Phase Grid-Connected PV Inverters / M. M. Abdalbaset [и др.] // 2016 7th International Renewable Energy Congress (IREC). — 2016. — С. 6.
78. A Linear Quadratic Regulator With Optimal Reference Tracking for Three-Phase Inverter-Based Islanded Microgrids / J. F. Patarroyo-Montenegro [и др.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2020. — Т. 36, № 16. — С. 7112—7122.
79. *Дорф Р., Бишоп Р.* Современные системы управления. — М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. — С. 832.
80. *Ротач В. Я.* Теория автоматического управления: учебник для вузов - 5-е изд., перераб. и доп. — М.: Издательский дом МЭИ, 2008. — С. 396.
81. *Кузовков Н. Т.* Модальное управление и наблюдающие устройства. — М.: Машиностроение, 1976. — С. 184.
82. *Егупов Н., Пупков К.* Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 5 томах. Том 3. Синтез регуляторов систем автоматического управления. — М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. — С. 616.
83. *Певзнер Л. Д.* Теория систем управления: Учебное пособие. — 2-е изд., испр. и доп. — СПб.: Издательство «Лань», 2013. — С. 424.
84. *Кояин Н. В., Мальцева О. П., Удут Л. С.* Оптимизация контуров регулирования систем электропривода по типовым методикам // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. — 2003. — Т. 308, вып. 7. — С. 120—125.
85. *Мееров М. В.* Системы многосвязного регулирования. — М.: Наука, 1965. — С. 384.
86. *Edwards C., Spurgeon S.* Sliding Mode Control: Theory and Applications. — Taylor, Francis: London, 1998. — С. 237.
87. *Дегтярев Г. Л., Мещанов А. С.* Методы управления на скользящих режимах: монография. — Казань: Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н.Туполева, 2014. — С. 104.

88. *Utkin V. A., Gulyukina S.* Synthesis of Invariant Systems of a Given Accuracy Based on the Sliding Modes Theory // 2021 International Russian Automation Conference (RusAutoCon). — 2021. — С. 956—963.
89. *Kochetkov S., Krasnova S. A., Utkin V. A.* The New Second-Order Sliding Mode Control Algorithm // Mathematics. — 2022. — Т. 10, вып. 13. — С. 2214.
90. *Чаплыгин Е. Е.* Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: учебное пособие по курсу "Моделирование электронных устройств и систем" для студентов, обучающихся по специальности "Промышленная электроника". — Москва: Издательский дом МЭИ, 2012. — С. 48.
91. *Hava A. M., Kerkman R. J., Lipo T.* Carrier-Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design // IEEE Transactions on Power Electronics. — 1998. — Т. 13, № 4. — С. 674—689.
92. *Arif A., Shuvra P. B., al. et.* A Hybrid PWM Technique to Improve the Performance of Voltage Source Inverters // IEEE Access. — 2023. — Т. 11. — С. 4717—4729.
93. Investigation of hybrid EMI filters for common-mode EMI suppression in a motor drive system / S. Wang [и др.] // IEEE Trans. Power Electron. — 2010. — Т. 25, № 4. — С. 1034—1045.
94. *Wang S., Goswami R.* Investigation and Modeling of Combined Feedforward and Feedback Control Schemes to Improve the Performance of Differential Mode Active EMI Filters in AC–DC Power Converters // IEEE Trans. Power Electron. — 2019. — Т. 66, № 8. — С. 6538—6548.
95. *Mutoh N., Ogata M.* New Methods to Control EMI Noises Generated in Motor Drive Systems // IEEE Trans. on Ind. App. — 2004. — Т. 40, вып. 1. — С. 143—152.
96. Analysis of Common-Mode Noise and Mixed-Mode Differential-Mode Noise in Dual Active Bridge Converter / B. Dwiza [и др.] // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. — 2023. — Т. 11, вып. 1. — С. 657—666.
97. *Tang Z., Yang Y., Blaabjerg F.* A Fully Symmetrical Three-port Hybrid Converter for PV Systems // 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). — 2021. — С. 253—258.

98. *Жданкин В.* Подавление электромагнитных помех во входных цепях преобразователей постоянного напряжения // Компоненты и технологии. — 2016. — 11(184). — С. 86—98.
99. Практический метод выделения синфазных и дифференциальных шумов при измерениях кондуктивных помех / Л. Цзян [и др.] // Электроника: наука, технология, бизнес. — 2021. — 3(204). — С. 136—139.
100. Parallel-Connected Voltage Source Converters with a DC Common Mode and an AC Differential Mode PWM Filter / M. Takongmo [и др.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2022. — Т. 38, вып. 3. — С. 3664—3675.
101. *Боков Г.* Электромагнитные помехи импульсных преобразователей // Сборник «Электромагнитная совместимость в электронике -2019». — 2019. — С. 140—149.
102. An experimental study of common- and differential-mode active EMI filter compensation characteristics / W. Chen [и др.] // IEEE Trans. Electromagn. Compat. — 2009. — Т. 51, № 3. — С. 683—691.
103. *Ali M., Laboure E., Costa F.* Integrated active filter for differential-mode noise suppression // IEEE Trans. Electromagn. Compat. — 2014. — Т. 29, № 3. — С. 1053—1057.
104. *Goswami R., Wang S., Chu Y.* Modeling and analysis of hybrid differential mode filters for AC/DC converters to suppress current ripples and EMI // IEEE Energy Convers. Congr. Expo. — 2015. — С. 2429—2436.
105. *Goswami R., Wang S.* Modeling and stability analysis of active differential-mode EMI filters for AC/DC power converters // IEEE Trans. Power Electron. — 2018. — Т. 33, № 12. — С. 10277—10291.
106. Differential mode active EMI filter design for a boost power factor correction AC/DC converter / R. Goswami [и др.] // IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron. — 2019. — Т. 7, вып. 1. — С. 576—590.
107. *Utkin V.* Chattering Problem // Preprints of the 18th IFAC World Congress. — 2011. — С. 13374—13379.
108. Methodologies of chattering attenuation in sliding mode controller / A. Sahamijoo [и др.] // International Journal of Hybrid Information Technology. — 2016. — Т. 9, № 2. — С. 11—36.

109. *Nemati H., Bando M., Hokamoto S.* Chattering Attenuation Sliding Mode Approach for Nonlinear Systems // Asian Journal of Control. — 2017. — Т. 19, № 4. — С. 1519—1531.
110. *Андреев Ю. Н.* Управление конечномерными линейными объектами. — М.: Наука, 1976. — С. 424.
111. *Вавилов О. А.* Исследование высокочастотного инвертора напряжения с микропроцессорным управлением. : выпускная квалификационная работа. — 2022. — С. 94.
112. *Vavilov O. A., Korobkov D. V., Yurkevich V. D.* Two-Level Voltage Inverter: Parametric Synthesis of Filter and Controllers // IEEE 23 International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). — 2022. — С. 372—377.
113. *Юркевич В. Д.* Математические модели устройств силовой электроники : учеб. пособие. — Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2023. — С. 92.
114. *Коробков Д. В., Харитонов С. А.* Методика анализа внутренней ЭДС инвертора напряжения методом переключающих функций // Научный вестник НГТУ, 2010. — 2010. — № 38. — С. 129—144.
115. *Yurkevich V. D.* PIR controller design based on the time-scale separation method and internal model principle for harmonic disturbance suppression // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. — 2021. — Т. 57, № 4. — С. 37—44.
116. *Fraser M. E., Manning C. D., Wells B. M.* Transformerless four-wire PWM rectifier and its application in ACDC-AC converters // IEEE Proceedings – Electric Power Applications. — 1995. — Т. 142, вып. 6. — С. 410—416.
117. *Jahns M., Maldonado M. A.* A new resonant link aircraft power generating system // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. — 1993. — Т. 29, вып. 1. — С. 206—214.
118. Optimized design of the neutral inductor and filter inductors in three-phase fourwire inverter with split DC-link capacitors / Z. Lin [и др.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2019. — Т. 34, вып. 1. — С. 247—262.

119. *Jinsong H., Zhang X.* Comparison of the back-stepping and PID control of the three-phase inverter with fully consideration of implementation cost and performance // *Chinese Journal of Electrical Engineering*. — 2018. — Т. 4. — С. 82—89.
120. *Михайлов Л. Н.* Некоторые замечания относительно теории полной компенсации возмущений // *Автоматика и телемеханика*. — 1940. — № 5. — С. 145—154.
121. *Кулебакин В. С.* Об основных задачах и методах повышения качества автоматических регулируемых систем // *Труды 2-го Всесоюзного совещания по теории автоматического регулирования*. Т. 2. — 1955. — С. 184—207.
122. *Кухтенко А. И.* Проблема инвариантности в автоматике. — М.: Академия, 1958. — С. 57.
123. *Кулебакин В. С.* Операторное $K(D)$ -изображение функций и его практическое применение. — Киев : Гостехиздат УССР, 1963. — С. 376.
124. *Francis B. A., Wonham W. M.* The internal model principle of control theory // *Automation*. — 1979. — Т. 12, вып. 5. — С. 457—465.
125. *Бобцов А. А., Пыркин А. А., Никифоров В.* Адаптивное управление возмущенными системами. Учебное пособие. — СПб.: Университет ИТМО, 2015. — С. 126.
126. *Бобцов А. А., Пыркин А. А.* Компенсация неизвестного синусоидального возмущения для линейного объекта любой относительной степени // *Автоматика и телемеханика*. — 2009. — № 3. — С. 114—122.
127. *Бобцов А. А., Кремлев А. С.* Компенсация гармонического возмущения для параметрически и функционально не определенного нелинейного объекта // *Автоматика и телемеханика*. — 2011. — № 1. — С. 121—129.
128. *Бобцов А. А., Ведяков А., Пыркин А. А.* Гибридный алгоритм управления по выходу с компенсацией неизвестного мультисинусоидального возмущения // *Известия высших учебных заведений. Приборостроение*. — 2013. — Т. 56, № 4. — С. 7—10.
129. *Гайдук А. Р.* Синтез селективно инвариантных систем управления // *Вестник Ивановского государственного энергетического университета*. — 2017. — № 1. — С. 46—55.

130. The simplified control technique for PMSM torque ripple reduction / O. V. Nos [и др.] // Proceedings of 21th IEEE Int. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnol. and Electron Devices. — 2020. — С. 475—481.
131. *Rakhvalov V. O., Nos O. V., Korovin A. V.* Transient Analysis of Modified Resonant Regulators with Time Delay Compensation for PMSM Torque Ripple Reduction // Proceedings of 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). — 2023. — С. 1580—1583.
132. *Cha H., Vu T., Kim J.* Design and Control of Proportional-Resonant Controller Based Photovoltaic Power Conditioning System // Proceedings of the 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. — 2009. — С. 2198—2205.
133. *Teodorescu R., Liserre M., Rodriguez P.* Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. — 2011.
134. Design of multifrequency proportional-resonant current controllers for voltage-source converters / F. Hans [и др.] // IEEE Trans. on Power Electronics. — 2020. — Т. 35, № 12. — С. 13573—13589.
135. *Pereira L., Bazanella A. S.* Tuning Rules for Proportional Resonant Controllers // IEEE Transactions on Control Systems Technology. — 2015. — Т. 23, № 5. — С. 2010—2017.
136. Proportional resonant controller with resonant harmonic compensators for three-phase static frequency converter feeding nonlinear loads / M. Elghonimy [и др.] // Proceedings of 2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON). — 2017. — С. 308—313.
137. *De D., Ramanarayanan V.* A Proportional + Multiresonant Controller for Three-Phase Four-Wire High-Frequency Link Inverter // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2010. — Т. 25, № 4. — С. 899—906.
138. *Mahmood I. A., Moheimani S. O. R., Bhikkaji B.* Precise tip positioning of a flexible manipulator using resonant control // Proceedings of 2007 IEEE/ASME international conference on advanced intelligent mechatronics. — 2007. — С. 1—6.
139. *Кетков Ю. Л., Кетков А. Ю., Шульц М. М.* MATLAB 7: программирование, численные методы. — СПб.: БХВ-Петербург, 2005. — С. 752.

140. Анализ электромагнитных процессов блока возбуждения трехкаскадного стартер-генератора для авиационной энергосистемы / Д. А. Ведерников [и др.] // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. — 2024. — № 1. — С. 29—47.
141. *Жарков М. А.* Анализ электромагнитных процессов в стартер-генераторной системе на основе трехкаскадного синхронного генератора: дис. . . . канд. техн. наук: 05.09.03. — Новосиб. гос. техн. ун-т., 2021. — С. 203.
142. *Жарков М. А.* Анализ формирования электромагнитного момента трехкаскадного синхронного генератора для реализации электростартерного устройства // Электропитание. — 2021. — № 2. — С. 19—26.

Приложение А

**Акты внедрения научных результатов диссертационной работы и
свидетельство о регистрации программ для ЭВМ**

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**RU2026613168**

**ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ
ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ**

Номер регистрации (свидетельства):

2026613168Дата регистрации: **04.02.2026**

Номер и дата поступления заявки:

2026612303 04.02.2026

Дата публикации и номер бюллетеня:

04.02.2026 Бюл. № 2

Контактные реквизиты:

patent@corp.nstu.ru

Автор(ы):

Жарков Максим Андреевич (RU),**Ведерников Дмитрий Александрович (RU),****Вавилов Олег Андреевич (RU)**

Правообладатель(и):

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ**БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ****УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО****ОБРАЗОВАНИЯ «НОВОСИБИРСКИЙ****ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ****УНИВЕРСИТЕТ» (RU)**

Название программы для ЭВМ:

Программный модуль системы автоматического регулирования напряжения трехкаскадного синхронного генератора с помощью цифрового блока управления.

Реферат:

Программа предназначена для расчета контуров регулирования системы управления и регулирования напряжения трехкаскадного синхронного генератора в режиме генерирования трехфазной системы переменного тока авиационной системы электроснабжения. Программа разработана для универсального цифрового блока регулирования защиты и управления, содержащего микропроцессорный модуль управления системой. С помощью обработки напряжений и токов, поступающих в качестве обратной связи из системы генерирования, программа осуществляет управление силовым преобразователем напряжения, для регулирования тока возбуждения и определения текущего режима работы системы. Программа реализует заданные алгоритмы управления, обеспечение защитных функций, выбор режимов работы и вычисление параметров работы системы генерирования – напряжение, ток, частота.

Язык программирования:

С

Объем программы для ЭВМ:

8 Кб



РЕМОНТ И ПОСТАВКА
АВИАКОМПОНЕНТОВ

Россия, 143500, Московская область
г. Истра, пл. Революции, д. 6
Тел.: +7 (495) 280 15 08
Факс: +7 (495) 280 15 09
E-mail: mail@aoafs.ru

Акционерное общество "Авиа-ФЭД-Сервис" (АО "АФС")

www.aoafs.ru

№ 594 от 20 мая 2026 г.



УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

АО «АФС»

Е.А. Решетник

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы

Вавилова Олега Андреевича

«Исследование и разработка систем автоматического управления для автономных инверторов напряжения»

Настоящий акт подтверждает, что нижеследующие результаты диссертационной работы О.А. Вавилова, представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, использовались при проектировании опытного образца силового преобразовательного устройства в рамках выполнения ОКР «Разработка и изготовление универсального блока регулирования напряжения трехкаскадного синхронного генератора», шифр БРЗУ-115ИН:

1. Разработана двухконтурная система автоматического управления с регулированием по току обмотки возбуждения возбудителя и регулированием по суммарному действующему значению трех фаз выходного переменного напряжения генератора 115В/400Гц. Синтез системы автоматического управления проведен в рамках методики разделения движений, основанном на разделении разнотемповых процессов в контурах регулирования.

2. Программный модуль разработанной системы автоматического управления включен в состав экспериментального программного комплекса универсального блока регулирования.

3. Проведена апробация разработанной системы автоматического управления на электромеханическом стенде испытаний авиационного трехкаскадного синхронного генератора иностранного производства мощностью 30 кВт.

Применение указанных выше пунктов диссертационной работы позволило обеспечить устойчивую работу опытного образца блока управления в составе испытательного стенда авиационных генераторов иностранного производства и желаемое качество электроэнергии по ГОСТ Р 54073-2017.

Директор агрегатного производства
АО «АФС»

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе и

инновациям НГТУ

 А. И. Отто

«29» 04 2026 г.

АКТ

об использовании в учебном процессе результатов диссертационного
исследования О. А. Вавилова

Настоящий акт подтверждает, что научно-методические результаты диссертационной работы О.А. Вавилова «Исследование и разработка систем автоматического управления для автономных инверторов напряжения», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, используются в учебном процессе на факультете радиотехники и электроники при реализации основной образовательной программы по направлению подготовки 11.04.04 - Электроника и Нанoeлектроника, магистерская программа Промышленная электроника и микропроцессорная техника при проведении лекционных и лабораторных занятий по дисциплине «Специальные главы теории автоматического управления».

Декан факультета Радиотехники и
Электроники НГТУ,
канд. техн. наук, доцент

 С. А. Стрельцов

Заведующий кафедрой Электроники и
Электротехники,
д-р. техн. наук, профессор

 С. А. Харитонов